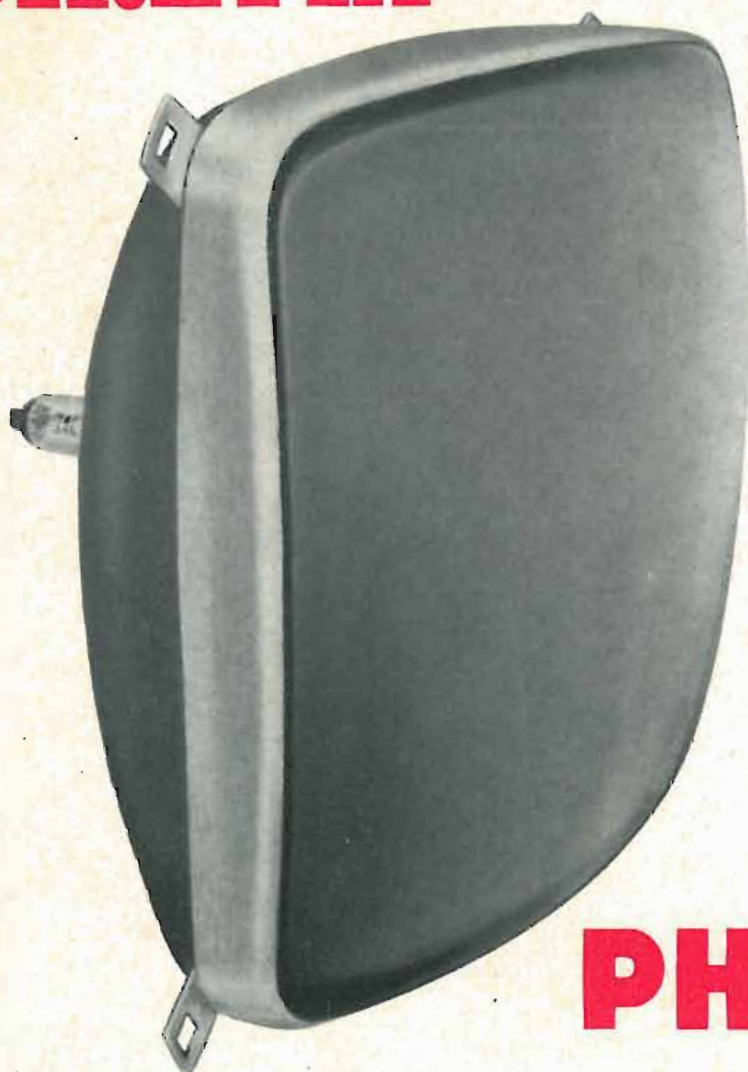
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

LA MASSIMA SICUREZZA E LA MIGLIORE QUALITÀ DELL'IMMAGINE CON IL CINESCOPIO

a VISIONE DIRETTA

A 59 - 11W

AUTOPROTETTO

VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO AUTOPROTETTO A 59 - 11W

- Sicurezza assoluta senza bisogno del cristallo di protezione per il televisore
- Elevato contrasto dell'immagine dovuto ad un maggiore coefficiente di assorbimento della luce e alla mancanza delle superfici riflettenti del cristallo di protezione
- Semplificazione del sistema di montaggio (quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica)
- Nuove possibilitá estetiche per i mobili dei televisori
- Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente ripartito
- Caratteristiche elettriche identiche al tipo AW 59-91

PHILIPS S.p.A. - REP. ELETTRONICA - P.za IV NOVEMBRE 3 MILANO - TEL. 6994

ANNO XXXVI **1**

l'antenna

GENNAIO 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

A. Banfi 1 Previsioni per l'anno nuovo.

W. Bruch 2 Sistemi di televisione a colori. Panorami dei sistemi NTSC, Secam e PAL (parte prima di due parti).

u.b., i.s. 12 Atomi ed elettroni.

14 Esempi d'impiego del raysistor.

u.b., i.s., u.s. 16 Notiziario industriale.

G. Rosso 18 Appunti sul diodo a giunzione PNPN.

P. Soati 26 Note di servizio dei ricevitori di TV GBC UT/89B-89H-103B.

u.s. 31 Notiziario industriale.

A. Contoni 32 Amplificatore stereofonico integrato X100 Fisher.

A. Turrini 38 Il mercato elettronico degli strumenti musicali. Panorama audio europeo.

G. Baldan 43 Due nuovi dischi di prova dei Laboratori Columbia.

P. Soati 46 A colloquio coi lettori.

48 Archivio schemi.

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

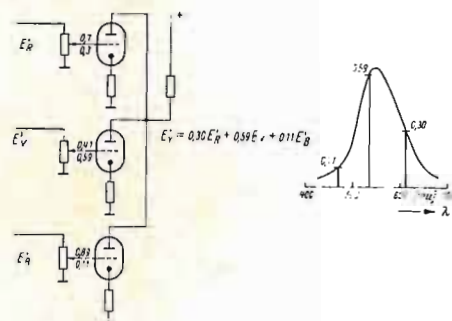
1

dott. ing. Alessandro Banfi

Previsioni per l'anno nuovo

E' di prammatica all'inizio di ogni anno, oltre che inviare fervidi auguri ai « fedeli » lettori ed amici, esprimere delle previsioni più o meno giustificate.
Per la verità, fare delle previsioni su quanto si potrà verificare nel nostro settore d'attività, non è molto difficile e non occorre neppure lavorare di fantasia.
Infatti il 1964 si presenta particolarmente interessante per la Radio-TV: avremo, come già è stato a suo tempo da noi annunciato, delle trasmissioni di prova di radiostereofonia in M.F. e di televisione a colori.
Queste ultime, non è mai sufficiente ripeterlo, saranno unicamente effettuate per la scelta, da parte di un'apposita Commissione, del sistema da adottarsi in sede europea per la TV a colori.
Saranno pertanto delle trasmissioni effettuate coi tre sistemi in lizza (N.T.S.C., SECAM e PAL) e consistenti in diapositive fisse con disegni a colori convenzionali, onde poterne ricavare dei giudizi di confronto.
Quindi tali trasmissioni non avranno alcun interesse per il pubblico nè alcun valore spettacolare: saranno utili solamente ai laboratori industriali per studî, ricerche e tirocinio dei tecnici in questo nuovo campo d'attività.
Per quanto riguarda la radiostereofonia, è stato già detto che le prossime trasmissioni della RAI nelle località di Torino, Milano, Roma e Napoli avranno uno scopo di sondaggio del gradimento del pubblico a questo genere di ascolto musicale ad elevata qualità.
Tali trasmissioni saranno pertanto rivolte ad un particolare pubblico di amatori e di appassionati della buona musica: inoltre il complesso ricevente radiostereofonico sarà sempre piuttosto costoso (non meno di 80 ÷ 100 mila lire per una qualità appena sufficiente).
Queste trasmissioni radiostereofoniche sono comunque da considerarsi come un lodevole rilancio e rivalutazione della radiofonia di qualità, e ciò indipendentemente dai più o meno riconosciuti vantaggi della stereofonia.
Sempre in campo elettroacustico se non proprio radiofonico, l'anno 1964 vedrà un sensibile miglioramento della qualità di riproduzione musicale dei dischi microsolco con l'introduzione della nuova tecnica d'incisione denominata « dynagroove », che sarà evidentemente apprezzata dagli appassionati intenditori di buona musica.
La continua inevitabile evoluzione della tecnica produttiva e circuitale della Radio-TV influirà sicuramente in modo sensibile sulla qualità ed efficienza dei radioricevitori d'ogni tipo, sia a valvole che a transistori, e dei televisori che toccheranno indubbiamente un grado di perfezione ed efficienza mai raggiunto sinora.
Anzi a questo proposito, è proprio il caso di dare un ottimo consiglio: chi si trova nella condizione di poterlo fare, provveda a rinnovare o sostituire la propria radio o il proprio televisore. Se ne troverà molto contento. *A*

W. Bruch

Sistemi di televisione a colori Panorama dei sistemi NTSC, SECAM e PAL*

(parte prima di due parti)

Dopo esaurienti indagini venne scelto per la generale adozione negli U.S.A., nel 1953, il cosiddetto sistema di televisione a colori NTSC (NTSC = National Television System Committee). Oggi, a 10 anni dalla sua introduzione la televisione a colori negli U.S.A. non ha ancora sfondato.
Le ragioni di questa lenta ascesa non possono essere qui enumerate. Una di queste è certamente l'introduzione troppo prematura della televisione a colori, il che ha portato col sistema complicato usato in un primo tempo, ad una riproduzione scadente del colore. In Europa ci si è attardati con la televisione a colori, perchè prima si doveva realizzare una rete di televisione in bianco e nero con parecchi programmi. Tuttavia nei prossimi anni anche in Europa si dovrà incominciare, certamente dapprincipio in Inghilterra, un servizio di televisione a colori accanto alla televisione in bianco e nero. E' perciò evidente che si debba addivenire molto presto ad assumere una decisione per l'adozione di un sistema di trasmissione migliorato e confacente al caso nostro. Perciò si è costituito un gruppo di tecnici simili all'NTSC in seno all'EBU (EBU = European Broadcasting Union), il quale gruppo deve scegliere un sistema adatto a tutti i paesi europei, su basi tecnico-scientifiche. L'EBU si è decisa ad ammettere per la scelta, oltre al sistema originale NTSC (che è stato adattato alle condizioni europee), anche altri due sistemi. Però anche questi nuovi sistemi, il sistema SECAM ed il sistema PAL studiato dall'autore di questo articolo, sono basati sulle stesse proprietà fondamentali del sistema NTSC. Facendo un passo indietro si devono ancora una volta, in forma alquanto generale, riassumere le proprietà del sistema NTSC e, da queste, poi derivare e descrivere le caratteristiche dei nuovi sistemi; e precisamente si darà una particolare considerazione al sistema PAL.

Fig. 1 - Formazione del segnale di luminosità $Y' = 0{,}30\,R' + 0{,}59\,V' + 0{,}11\,B'$ dai tre componenti di colore (a) in corrispondenza della sensibilità dell'occhio (b) per rosso, verde e blu.

(*) Tradotto a cura del dott. ing. Antonio Nicolich dei Laboratori della FIAR-Fabbrica Italiana Apparecchi Radio - Milano, da *Telefunken Zeitung* (fascicolo 1/2, anno 36, luglio 1963) pag. 70.

1. - IL SISTEMA NTSC

Le caratteristiche fondamentali di questo sistema vengono qui di seguito brevemente riassunte.

1.1. - La compatibilità

Il segnale trasmesso deve anzitutto corrispondere il più precisamente possibile ad un segnale bianco-nero, l'informazione supplementare del colore non deve avere alcuna sgradevole influenza osservabile sulla risposta in un ricevitore per bianco-nero, quando si trasmette in colore. Si è soddisfatto a queste condizioni trasformando i video segnali rosso, verde e blu in tre nuovi segnali, uno dei quali rappresenta l'intensità luminosa per il ricevitore bianco-nero (segnale detto Y')

[Y' è una tensione e dovrebbe essere scritta nella forma E'_y. Per semplicità nel seguito vengono dati per tutti i segnali di colore solo gli indici, per es. Y', Q']. Esso viene composto (fig. 1) secondo la sensibilità dell'occhio per questi tre colori, in modo che per l'occhio appaia « bianco » sullo schermo di visione ed i tre segnali R', V' e B' vengano trasmessi con eguale ampiezza.

1.2. - Principio della luminosità costante

La colorazione viene trasmessa con due segnali, essi devono essere esenti da informazione di luminosità e non devono dare alcun contributo, il più possibile, alla illuminazione dello schermo del tubo di sintesi. Ciò in seguito all'esperienza pratica secondo la quale i disturbi come ad esempio le scariche quando si regola la luminosità si notano fortemente, mentre sono meno avvertibili nella risposta al colore. I segnali di colore epurati dell'informazione della luminosità sono poi i così detti segnali differenze di colore ($B' - Y'$), ($R' - Y'$), ($V' - Y'$), dei quali due soli, per es. ($B' - Y'$) e ($R' - Y'$), vengono trasmessi.

1.3. - Limitazione della banda per i segnali del colore

La colorazione può essere trasmessa, come si trovò poi, con una stretta banda, poichè l'occhio giudica la nitidezza di una immagine colorata quasi solo dalla larghezza di banda del segnale di luminosità.

1.4. - Suddivisione della banda

Col conforto della teoria di Mertz e Gray, secondo la quale l'energia nel segnale video è contenuta essenzialmente in campi spettrali discreti, che si formano intorno ai multipli della frequenza di riga, entrambi i segnali di colore a banda stretta modulano contemporaneamente una portante tale che gli spettri delle bande laterali del segnale modulato, che sono anche essi addensati in aggruppamenti spettrali equidistanti, si incanalano negli interspazi dello spettro video (fig. 3).

1.5. - Doppia modulazione con portante soppressa

Entrambi i segnali differenze di colori vengono trasformati, mediante una cosidetta modulazione in quadratura con portante soppressa, in un segnale di colore a frequenza portante (portante del colore), l'ampiezza del quale è proporzionale alla saturazione del colore e la cui fase, riferita ad una portante di riferimento trasmessa in aggiunta, fornisce la tinta del colore. Per immagini poco saturate, la sua ampiezza è molto piccola, per il bianco essa si annulla. Con normali immagini colorate a media saturazione essa ha un valore medio, secondo misure statistiche effettuate con un grande numero di diapositive colorate, che giace tra il 10 e il 20% dell'ampiezza massima. Per questa proprietà, i disturbi che sono provocati dalla portante del colore, risultano molto attenuati.

1.6. - Burst (impulso di sincronizzazione del colore)

La portante di riferimento necessaria in ricezione per la separazione delle modulazioni in quadratura, viene sincronizzata da un segnale supplementare (Burst, B_1 in fig. 2), che viene trasmesso, durante il tempo di ritorno della deviazione orizzontale, nella forma di un breve treno a frequenza portante.

1.7. - Offset (sistemazione) della portante del colore

La portante del colore è accoppiata alla deviazione orizzontale in modo tale che appare visibile nell'immagine compatibile come una « collana di perle » fissa. La posizione delle « perle » viene spostata di quadro in quadro, e precisamente in

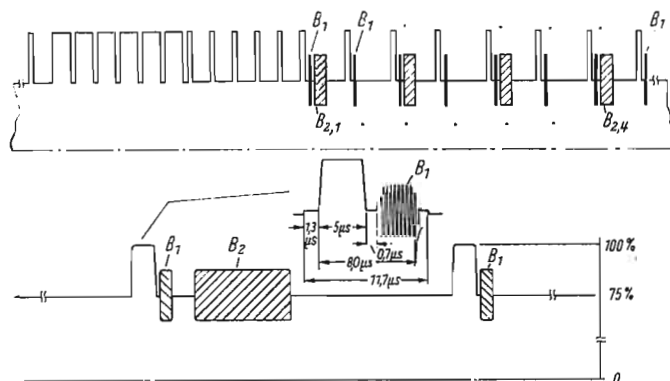



Fig. 2 - Impulso di sincronizzazione del colore (burst) e impulsi di identificazione descritti nel seguito per il PAL.

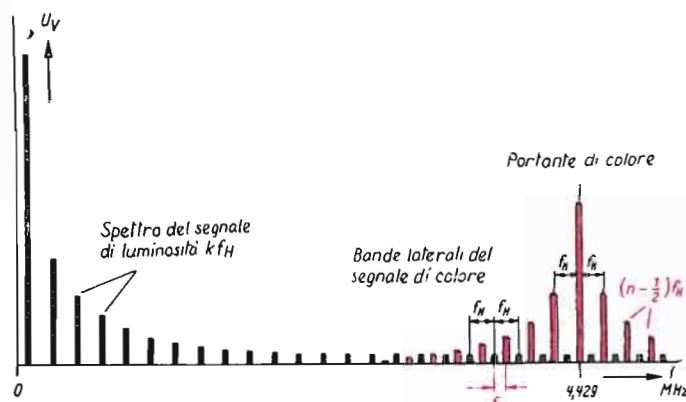



Fig. 3 - Ripartizione degli spettri del segnale di luminosità Y' e del segnale di crominanza con l'offset di mezza riga per la portante del colore (teoria de Mertz e Gray)

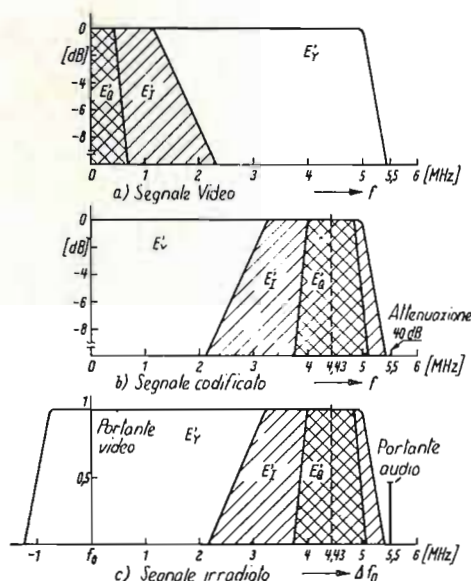



Fig. 4 - Larghezze di banda dei segnali Y', I' e Q' col sistema NTSC per un sistema a 625 righe con distanza fra le portanti video e audio di 5,5 MHz.

modo che esse si compensano ad ogni quattro periodi di quadro (offset di mezza riga della portante di crominanza). In questo modo viene pienamente realizzata la condizione per la suddivisione delle frequenze (cfr. 4) (1) (2) (3).(*)

1.8. - Larghezze di bande diverse per I' e Q'

Si è sfruttata la possibilità di restringere ancora ulteriormente la larghezza di banda per determinate transizioni di colore, avendo scelto, per entrambi i segnali differenza di colore da trasmettere, due nuovi assi perpendicolari tra loro e giacenti nel piano della portante del colore, meglio adatti. Per uno di questi segnali speciali di colore, designato con Q', per avere una sufficiente risoluzione dell'occhio, basta una larghezza di banda di circa 500 kHz, Per l'altro, il segnale I' coi colori per i quali l'occhio può risolvere dettagli più fini, si è scelta una larghezza di banda di circa 1,3 MHz (fig. 4).

1.9. - Compensazione del tempo di ritardo

Il tempo di ritardo attraverso un filtro è all'incirca inversamente proporzionale alla sua larghezza di banda.
Nella codificazione e nella decodificazione il segnale a banda più stretta, cioè il Q', corre più lentamente.
Brevi cavetti ritardatori diversi nei canali Y' e I', riportano nuovamente in coincidenza i regimi transitori di diverso tempo di ritardo. Per diminuire questa spesa nel ricevitore, si sfruttano volentieri i cosidetti ricevitori equibanda, nei quali non si modula secondo I' e Q', ma secondo $B' - Y'$ e $R' - Y'$, e talvolta anche secondo qualunque altro asse, per es. X' e Z'. Per questi si può risparmiare di introdurre un elemento ritardatore nel canale I'. Essi però non sfruttano pienamente le possibilità del sistema NTSC.

1.10. - Correzione del gamma

Con la predistorsione di compensazione dei segnali trasmessi si considerano le caratteristiche non lineari dei tubi catodici di sintesi (cinescopi). Esse hanno la forma $i = u^{\gamma}$, in cui per γ si possono prendere valori compresi tra 1,8 e 2,8. I tre segnali video E_R, E_V, E_B provenienti dal dispositivo analizzatore vengono secondo questo principio, trasformati in:

$E_R{}^{1/\gamma}$, $E_V{}^{1/\gamma}$, $E_B{}^{1/\gamma}$.

I tre nuovi segnali formati colla codificazione sono analogamente, però solo analogamente predistorti, essi vengono perciò completamente definiti, come pure il segnale di luminosità Y', ed entrambi i segnali E'_Q ed E'_I, dai nuovi assi. Per una più semplice rappresentazione nei disegni anche ora $R^{1/\gamma}$, $B^{1/\gamma}$ e $I^{1/\gamma}$ vengono indicati con R' e V' rispettivamente. Nella determinazione della correzione del gamma, il comitato dell'NTSC era incerto. Venne solo raccomandato il valore $\gamma = 2,2$.

2. - DISCUSSIONE DEL SISTEMA NTSC

Questo sistema NTSC, scelto come detto sopra, ha pure trovato i suoi critici.
Ma ogni miglioria finora apportata rispetta pedissequamente il suo fondamento e modifica solo qualche parametro. Tutti i nuovi sistemi apparsi successivamente si possono ritenere perciò solo varianti del sistema originale NTSC. Negli U.S.A. si era lieti di aver trovato un compromescosì coso mpleto, e da alcuni anni, colà, la critica al sistema non si fa più sentire.
Il suo più notevole inconveniente è l'influenza degli errori di fase differenziale nel canale di trasmissione sulla correttezza dei colori dell'immagine riprodotta.

(*) La bibliografia è riportata al termine della seconda parte dell'articolo (febbraio 1964).

La tinta viene in definitiva trasmessa con un sistema di modulazione dell'angolo di fase (fig. 5) e può venire modificata, quando la portante del colore sovrapposta al segnale di luminanza viene spostata di fase in dipendenza della luminosità.
Le esigenze relative ai mezzi di trasmissione, come equipaggiamenti di linee, trasmettitori ecc. in questo ambito sono particolarmente gravi e perciò difficili da realizzare. La sensibilità alla fase è pure dannosa nella riproduzione di segnali televisivi a colori registrati su nastro magnetico. Inevitabilmente minime variazioni della velocità del nastro si manifestano nell'immagine colorata come variazioni di tinta dei colori.
Queste oscillazioni nel segnale trasmesso possono oggi essere eliminate con complicate cellule ritardanti elettronicamente controllate.
Nella pratica della trasmissione tuttavia negli U.S.A. la risposta ottenuta, secondo quanto detto prima, delle immagini colorate registrate anche con queste regolazioni, è ancora suscettibile di miglioramento.
La fig. 6 rappresenta lo schema di principio del sistema NTSC e indica in quali punti siano state apportate migliorie e modifiche.
A prescindere dal cosidetto « sistema a luminosità costante », che si propone lo scopo di ottenere un miglioramento della correzione del gamma, tutte le varianti apportate portano ad una trasmissione modificata della colorazione.

2.1. - La correzione del gamma col sistema NTSC e la sua critica

La correzione del gamma col sistema NTSC e con tutti i sistemi da esso derivati non è ancora definitiva.
Al lato di trasmissione sono normalmente disponibili i tre segnali R, V e B che subiscono una predistorsione della forma $R^{1/\gamma}$, $V^{1/\gamma}$ e $B^{1/\gamma}$.
Poi viene formato il segnale Y', che non è identico al segnale $Y^{1/\gamma}$.
Il cinescopio pure non viene pilotato col segnale corretto di luminosità.
Ciò è dimostrabile con un semplice ragionamento.
Il segnale di luminosità trasmesso, dopo la predistorsione di compensazione, è $Y' = 0{,}30\,R^{1/\gamma} + 0{,}59\,V^{1/\gamma} + 0{,}11\,B^{1/\gamma}$.
Per modo che un ricevitore in bianco-nero fornisce una luminosità, $L \sim (Y')^{\gamma}$.
Il rapporto di questo al valore nominale è

$$\frac{(Y')^{\gamma}}{Y} = \frac{(0{,}30\,R^{1/\gamma} + 0{,}59\,V^{1/\gamma} + 0{,}11\,B^{1/\gamma})^{\gamma}}{0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B}$$

Questo rapporto per i tre colori primari saturati, è

$$\left(\frac{Y'^{\gamma}}{Y}\right)_R = 0{,}30^{\gamma-1}; \quad \left(\frac{Y'^{\gamma}}{Y}\right)_V = 0{,}59^{\gamma-1}; \quad \left(\frac{Y'^{\gamma}}{Y}\right) = 0{,}11^{\gamma-1};$$

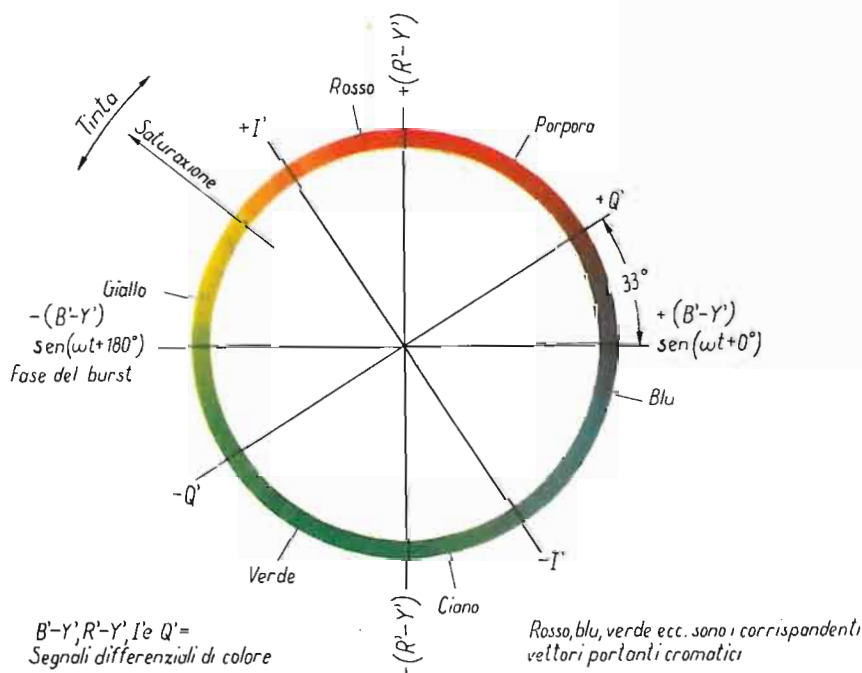
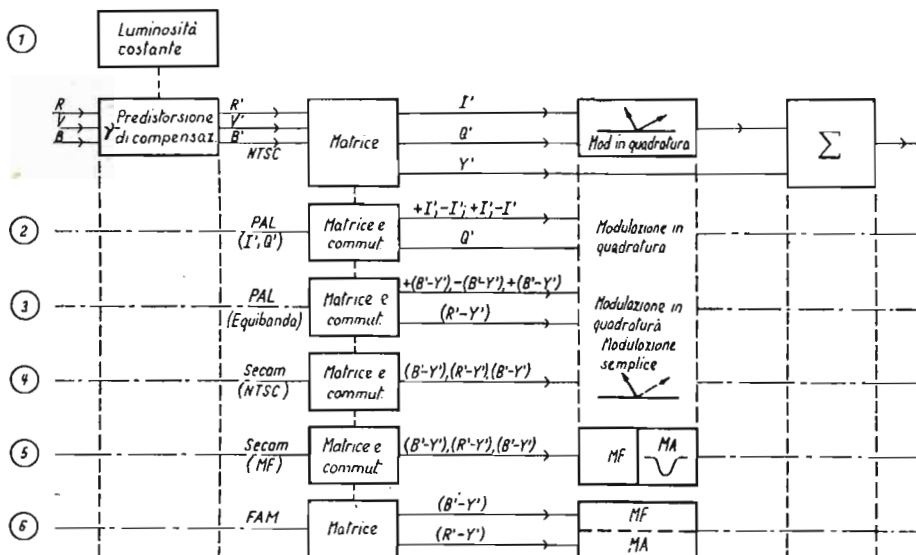



Fig. 5 - Cerchio cromatico per la rappresentazione del vettore portante del colore nel piano della portante del colore. Ad ogni angolo è associata una tinta. L'ampiezza del vettore determina la saturazione.

Fig. 6 - Schema a blocchi del sistema NTSC e di alcune sue varianti (tutte le caselle non disegnate si intendono uguali alle corrispondenti caselle dell'NTSC; non si sono considerati i coefficienti relativi ai segnali differenze di colori).
1. Compensazione migliorata del gamma applicabile per tutti i sistemi (luminosità costante).
2. PAL (modulazione I' e Q'). Al sistema NTSC viene aggiunta solo una commutazione.
3. PAL (uguale larghezza di banda per entrambi i canali). Matrice più semplice e commutatore, il resto come nell'NTSC.
4. SECAM - NTSC, (B' — Y') e (R' — Y') sequenziali. Solo un modulatore, il rimanente come coll'NTSC per un asse. Nessuna modulazione in quadratura.
5. SECAM — MF, (B' — Y') e (R' — Y') sequenziali. MF sincronizzata e modulazione di ampiezza.
6. FAM. Matrice per (B' — Y') e (R' — Y'). Un canale a MF, l'altro a MA.

Per il valore adottato $\gamma = 2,2$, questo rapporto diviene per il rosso: 0,23 per il verde: 0,53 e per il blu: 0,07. Se viene trasmesso il bianco ($R = V = B$), questo rapporto è = 1, dunque senza alterazioni. [Nell'ipotesi di uguali coefficienti dei fosfori]. La luminosità quindi, quando si trasmettono i colori, non viene riprodotta in modo pienamente preciso. Particolarmente grande è l'errore col blu saturato, la luminosità è allora solo il 7% del giusto. È bene segnalarlo fin da ora. Per colori meno saturati ci si avvicina vieppiù al valore giusto, che viene raggiunto con precisione solo col bianco. Questa deficienza è una delle cause, per cui col sistema SECAM ancora da descrivere, i passaggi da una riga all'altra presentano una scintillazione delle righe e col ricevitore semplificato PAL, in presenza dei maggiori errori di trasmissione, le righe diversamente colorate diventano visibili anche con luminosità diversa (cfr. paragrafo 7).
Proprio in tempi recenti ci si preoccupa di nuovo di questo miglioramento, primariamente negli U.S.A. per il sistema colà esistente, come pure in Inghilterra per il sistema europeo ancora da normalizzare.
Si tende, a questo proposito, secondo quello che sembra desiderabile, a realizzare una telecamera, che invece di tre tubi di analisi ne contenga quattro: uno particolarmente fine per il segnale di luminanza a larga banda, per es. un image orthicon e tre di minor finezza di definizione per i colori, per es. tre vidicon. Si spera così di poter meglio risolvere il problema della registrazione (la successione delle singole riprese di colore) colla telecamera e di ottenere un segnale monocromo equivalente a quello di una telecamera bianco-nero. Questa telecamera richiede

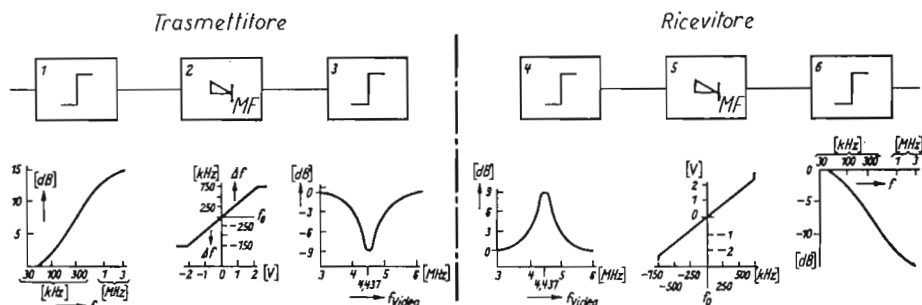



Fig. 7 - Proprietà caratteristiche del sistema SECAM — MF.

In trasmissione:

1. Preaccentuazione delle alte frequenze (preemphasis) in funzione della frequenza per i segnali differenza di colore a video frequenza.
2. Modulazione di frequenza, frequenza centrale, f_0 = 4,43 MHz, deviazione $\Delta f_{max} = \pm$ 750 kHz.
3. Modulazione di ampiezza in funzione della frequenza con circuito assorbitore.

In ricezione:

4. Correzione di ampiezza in funzione della frequenza, speculare rispetto a quella del punto 3.
5. Demodulatore MF.
6. Deaccentuazione delle alte frequenze in funzione della frequenza (deemphasis), speculare rispetto a quella del punto 1.

Non si è disegnata la parte relativa all'attenuazione del cross-color.

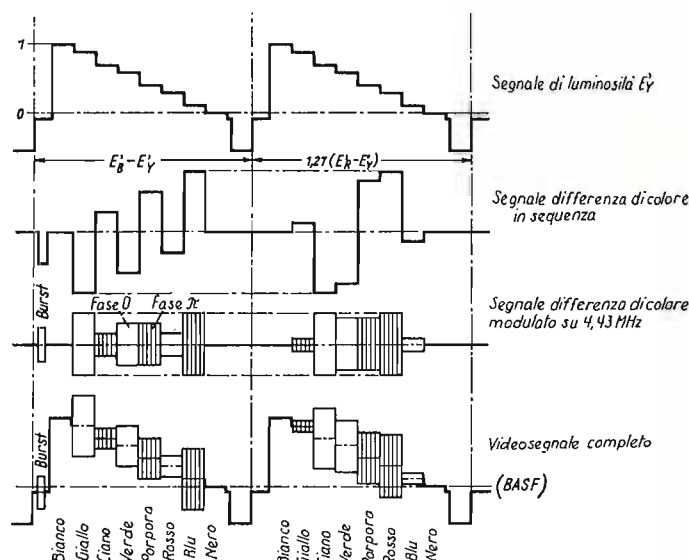



Fig. 8 - Formazione del segnale del sistema SECAM - NTSC e modulazione con soppressione della portante per una serie di barre colorate.

precisamente un segnale, col quale si possa disporre di un segnale di luminanza migliorato, detto anche a « luminosità costante ». Per dettagli conviene riferirsi alla letteratura (4) (5) e (6). Il ricevitore NTSC normale riproduce un'immagine colorata falsa, quando è alimentato con un simile segnale, il rosso saturo per es. è ben fortemente caricato.

Al lato ricezione è necessario un circuito non lineare di correzione. In primo luogo viene trasferito dal canale (R' — Y') qualcosa di non lineare nel canale (V' — Y') (4). La discussione su questo problema è attualmente ancora aperta.

2.2. - Il miglioramento della trasmissione del colore

Per una più stabile trasmissione del colore sono state intraprese molte ricerche. Partendo dal sistema NTSC, si è fatta una serie di varianti alla modulazione indicate schematicamente in fig. 6. [La variante in « luminosità costante » sarebbe applicabile per tutti i tipi di modulazione]. Una proposta (7) per risolvere la doppia modulazione mediante modulazione contemporanea in frequenza e in ampiezza di una portante per ciascun segnale di colore, è stata avanzata e studiata minutamente dal Mayer.

In un suo articolo tipico e degno di essere letto (8) su questo metodo designato con FAM, egli viene alla conclusione che esso non offre alcuno speciale vantaggio rispetto al sistema NTSC, sebbene esso permetta di fabbricare ricevitori apprezzabilmente semplici e a buon mercato.

Haantajes e Teer (9) hanno voluto per es. girare le difficoltà della modulazione in quadratura, introducendo entrambi i segnali da trasmettere nella informazione di luminosità, dove ciascuno modula una conveniente portante.

Questo indirizzo è stato però abbandonato.

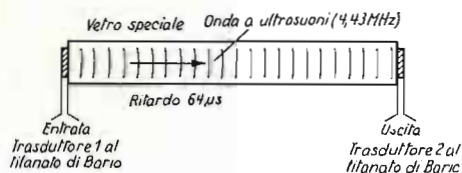
Le altre proposte della fig. 6 vengono qui di seguito discusse.

3. - IL SISTEMA SECAM

Il sistema SECAM viene oggi sperimentato e discusso in Europa. Il suo principio, di diminuire anche la risoluzione verticale per i colori adeguandola alla risoluzione orizzontale che comunque viene limitata dalla trasmissione a banda stretta dei segnali differenza di colore, e con ciò arrivare ad un sistema semplificato di trasmissione, è stato posto da Henry de France (10). Egli prende durante l'analisi di una riga solo uno dei due segnali differenza di colore occorrenti simultaneamente al ricevitore, e dalla riga adiacente seguente nel tempo, l'altro segnale. Entrambi i segnali impiegati per la trasmissione della colorazione vengono perciò trasmessi non più simultaneamente, con questo sistema, ma successivamente, sequenzialmente di riga in riga. Nel ricevitore la loro contemporanea presenza necessaria per la decodificazione viene raggiunta, in quanto il segnale trasmesso nella riga precedente viene ritardato attraverso una linea di ritardo della durata di una riga (64 μsec).

La trasmissione sequenziale e l'accumulo di informazione, che sono le caratteristiche essenziali di questo sistema, sono riunite nel suo nome « SECAM » (sequentiel à memoire).

Fig. 9 - Linea di ritardo a ultrasuoni.

Fig. 10 - Codificatore per il sistema SECAM — NTSC.

La portante di crominanza viene modulata durante ciascuna riga dunque, con un solo segnale differenza di colore, e precisamente nel sistema originale SECAM in modulazione di frequenza.
Con ciò si è ottenuta per i colori una forma di trasmissione conseguentemente indipendente dagli errori di trasmissione. Con la normale modulazione di frequenza però, la portante, in contrapposto al sistema NTSC, sarebbe presente sempre con la piena ampiezza anche con colori poco saturati e, in conseguenza della modulazione di frequenza, ancora sensibilmente visibile. Con una serie di accorgimenti supplementari si è riusciti a mantenere la visibilità della portante del colore nel ricevitore per bianco-nero così piccola come nel sistema NTSC, che si prende volentieri come pietra di paragone nella televisione a colori.
Si è ottenuta un'attenuazione dell'ampiezza della portante di colore corrispondente alla diminuzione della saturazione del colore, con la modulazione di frequenza, per mezzo di una sorta di modulazione supplementare di ampiezza.
Un circuito di assorbimento predisposto, accordato sulla frequenza centrale della portante modulata in frequenza, dà, in questa gamma di frequenza, al segnale, nel caso di minor saturazione dei colori, un'ampiezza della portante attenuata. È chiaro che essa, in opposizione al sistema NTSC, non si annulla con immagine senza colore.
La compatibilità è con questo metodo alquanto simile a quella del NTSC.
Una predistorsione dipendente dalla frequenza dei segnali modulanti e la deaccentuazione opposta dipendente dalla frequenza dopo la demodulazione, aiutano a migliorare le caratteristiche del sistema. La fig. 7 dà una visione riassuntiva dei parametri essenziali del sistema SECAM.
Occorre anche una sincronizzazione (importante per la buona compatibilità) della portante modulata in frequenza alla riga ed una controreazione per la riduzione dell'interferenza dal canale di luminosità nel canale del colore.
Con queste proprietà il sistema viene attualmente sperimentato su più vasta base con successo (11), (12) e (13).
Nel laboratorio di ricerca della Telefunken vennero studiate, accanto ai sistemi NTSC e SECAM originale, alcune proprie varianti del sistema SECAM. Prendendo le mosse dal fatto che non si voleva rinunciare ai vantaggi della modulazione con la portante soppressa, la modulazione in quadratura del sistema NTSC venne sostituita con una sequenziale, così che si ottenne un sistema SECAM con portante fissa, sincrona alla riga, con il quale è possibile una pura suddivisione della banda secondo le vedute di Mertz e Gray.
La portante di crominanza con immagini non colorate va veramente a zero con questo sistema.
Come col SECAM — MF si modula sequenzialmente e alternativamente coi segnali ($B' - Y'$) e ($R' - Y'$). Entrambi i segnali vengono trasmessi con uguale larghezza di banda, circa 1,3 MHz, corrispondente alla larghezza della banda di I' nel sistema NTSC, in modo che come col sistema SECAM — MF è necessaria nel ricevitore una sola matrice molto semplice (senza la equalizzazione supplementare occorrente col sistema NTSC — I' — Q').
Circa le barre colorate la fig. 8 mostra la composizione di un segnale così modulato.
Il ricevitore ha una linea di ritardo a ultrasuoni (fig. 9) come quella che viene impiegata anche nel sistema SECAM — MF.
Un trasduttore al titanato di bario ad un estremo di una barra di vetro trasforma il segnale di colore a frequenza portante in onde ultrasonore, che si propagano lungo la barra.
Un secondo trasduttore alla fine della barra trasforma le onde ultrasonore nuovamente in una tensione a frequenza portante, che è ritardata del tempo di transito della onde a ultrasuoni sulla lunghezza della barra (circa 64 μ sec), cioè di un periodo di riga. Non è necessario che il ritardo si accordi esattamente con la durata di una riga, perchè non occorre alcuna demodulazione di sincronizzazione per la separazione dei due segnali.
Si deve solo ripristinare la portante soppressa col tipo di modulazione adottato, il che si può effettuare prima della linea di ritardo, contemporaneamente per entrambi i canali.
Variazioni del ritardo non modificano la relazione di fase tra la portante ausiliaria e portante principale.
La fig. 10 mostra il principio del codificatore al lato trasmittente e la fig. 11 quello del decodificatore al lato ricevente (14). Entrambe le figure possono anche essere riferite alle apparecchiature relative al sistema SECAM — MF.
I segnali differenza di colore assumono valori positivi o negativi per cui con la modulazione di frequenza sorge la grandezza $f_o \pm \Delta f$, inoltre diviene necessario un campo di frequenza sopra f_F ed uno sotto f_F, qui designato con f_o. Con la *MA* con portante soppressa, per una trasmissione inappuntabile basta essenzialmente una banda laterale. Le cosidette distorsioni di quadratura, come quelle che nascono con la trasmissione monobanda, possono essere mantenute sufficientemente basse, quando nel ricevitore si sommi la portante di riferimento grande a sufficienza; esse non provocano senz'altro un'interferenza di colore, con questo artificio. È senza dubbio possibile tagliare la banda video al di sopra dei 4,43 MHz. Un filtro passa basso avente attenuazione di 6 dB a 4,43 MHz inserito nel canale

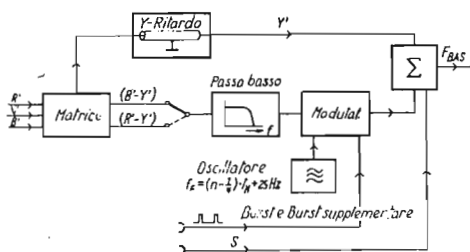
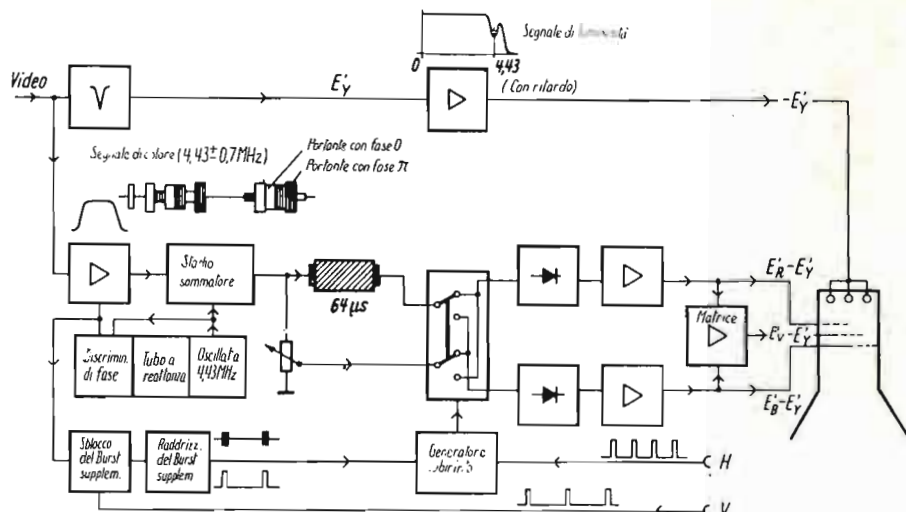



Fig. 11 - Decodificatore per il sistema SECAM — NTSC.

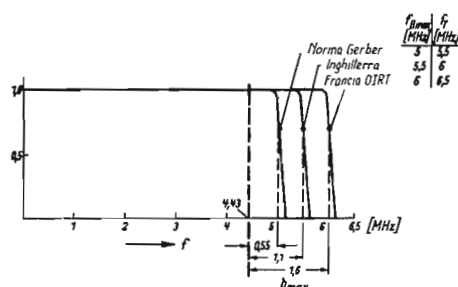



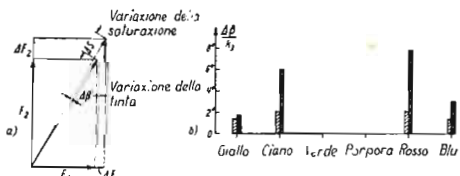
Fig. 12 - Larghezza di banda video nei tre sistemi normalizzati europei a 625 righe per le bande IV e V.

Fig. 13 - Influenza delle distorsioni per guadagno differenziale nella riproduzione dei colori nei sistemi SECAM — MA.
a) Diagramma vettoriale del colore.
b) Variazione relativa della tinta Δβ/k con distorsione supposta cubica per normale modulazione di ampiezza e per MA con portante soppressa (zone tratteggiate).

di trasmissione non modifica sostanzialmente l'informazione del colore, salvo un poco peggiorato rapporto segnale/disturbo nel canale del colore.
La norma della futura televisione a colori europea prevederà precisamente un numero di linee nominali di 625, ma le larghezze della banda video utilizzabili saranno diverse.
La fig. 12 dà un'idea chiara di questa situazione.
Una frequenza nominale della portante di crominanza di circa 4,43 MHz, come pure il numero di righe nominali e le diverse larghezze di banda sono già state stabilite.
Il sistema di trasmissione a colori europeo dovrebbe perciò acconsentire un taglio differibile all'estremo superiore del campo video, per permettere ai Paesi, che hanno scelto una maggiore larghezza di banda video, una modulazione di colore a più vasta larghezza di banda.
Nel campo di applicazione della cosiddetta Norma Gerber (in Italia, Austria, Olanda, Germania orientale, nella Repubblica Federale Tedesca e nei Paesi Scandinavi) è disponibile la minima larghezza di banda video di 5 MHz.
Poichè in questo caso il numero di righe per il colore, e per trasmissione nelle bande IV e V, non deve essere variato, i preesistenti ricevitori in bianco-nero rimangono compatibili.
Il nuovo sistema SECAM descritto acconsente una simile limitazione di banda, come pure il nuovo sistema PAL (e come un'ulteriore miglioria del sistema SECAM, che sarà descritto più tardi), ciò che ha potuto essere provato in molte dimostrazioni.
Con la predistorsione di fase in trasmissione, la tinta non viene variata con entrambi i sistemi SECAM e col sistema PAL (come col sistema NTSC).
Mentre col NTSC e col PAL per un determinato colore la portante non varia la sua ampiezza da riga a riga, e perciò distorsioni di ampiezza provocano solo variazioni di saturazione, al contrario col SECAM-MA una distorsione di ampiezza (guadagno differenziale) genera una variazione di tinta. Con questo metodo SECAM le ampiezze di due righe adiacenti analizzate non sono in generale ugualmente grandi, perciò la predistorsione di ampiezza è diversa per le due righe.
La fig. 13a rende chiaro come qui si generi non solo una variazione ΔS di saturazione, ma anche una variazione di tinta $\Delta \beta$. Per stimare l'entità di questa variazione $\Delta \beta$ di tinta si è stabilita una predistorsione cubica $F + K_3F^3$ per l'ampiezza della portante di colore. Nel caso 1 (normale modulazione di ampiezza) i vettori di colore di due righe adiacenti si possono scrivere:

$F_1 = k_1\,[1 + (B' - Y')]$; $\qquad F_2 = k_1\,[1 + (R' - Y')]$;

e per il caso 2 con portante soppressa:

$F_1 = k_2\,(B' - Y')$; $\qquad F_2 = k_2\,(R' - Y')$.

Con questa posizione è stata calcolata la predistorsione del colore $\Delta \beta / k_3$ per le barre di colore. I coefficienti k_1 e k_2 vengono scelti in modo che vi sia uguale profondità di modulazione in entrambi i casi 1 e 2. La fig. 13b mostra il risultato del calcolo. Mentre con la normale modulazione di ampiezza le variazioni sono inaccettabilmente grandi, esse sono abbastanza piccole con la modulazione a portante soppressa, se pure non si annullano.

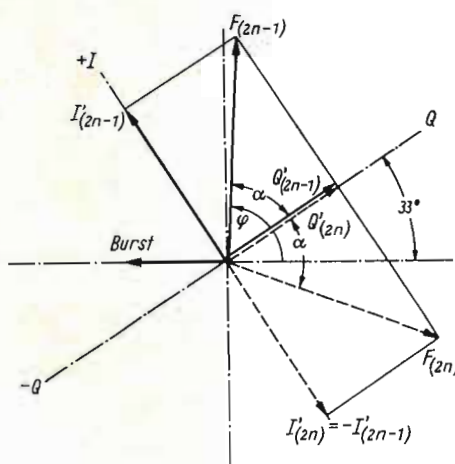
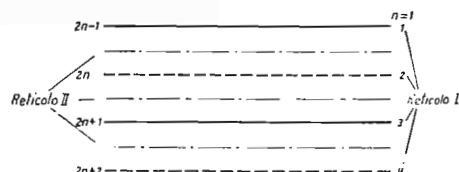



Fig. 14 - Modulazione di un modulatore NTSC in due righe immediatamente successive nel tempo, con PAL.

4. - IL SISTEMA NTSC-PAL - ELIMINAZIONE DEGLI ERRORI DI FASE

Ogni sistema SECAM rinuncia alla trasmissione simultanea di entrambi i segnali cromatici necessari al ricevitore, ne distribuisce uno in ogni riga e lo simula nel ricevitore estraendolo dalla riga precedente. Se anche con ciò oggi si è raggiunta una sufficiente nitidezza della riproduzione dei colori, la possibilità di un futuro miglioramento al lato ricezione è notevolmente limitata. Con la televisione in bianco-nero la qualità della trasmissione potè con la pratica venire migliorata di anno in anno, in quanto tutto ciò che, nell'ambito delle norme di trasmissione, poteva venir trasmesso, venne utilizzato vieppiù. Noi ci siamo perciò posti il compito di raggiungere l'indipendenza dalla fase e l'insensibilità verso i tagli della banda anche con la modulazione in quadratura del sistema NTSC, e di non rinunciare alla trasmissione di un'informazione in ciascuna riga. Nel nuovo sistema PAL si è trovata, per tutto questo, una soluzione. Col sistema PAL il segnale I' viene invertito di polarità di riga in riga nel normale modulatore dell'NTSC (codificatore) del trasmettitore, nello stesso tempo viene invertita anche la portante per il modulatore I'. Per due righe si ricavano allora, per una qualsiasi tinta F, i vettori F_{2n-1} e F_{2n} (fig. 14), dove la numerazione $2n$ per qualunque riga 2_{n+1} per la riga ad essa seguente, e 2_{n-1} per quella immediatamente ad essa precedente, viene ricavata dalla fig. 15. (Provvisoriamente vogliamo rimanere fedeli ai due segnali, differenza di colore del sistema NTSC I' e Q', sebbene il PAL non richieda I' e Q', ma con esso si possa modulare anche secondo $B' - Y'$ e $R' - Y'$ o secondo qualsiasi altro asse). Per una più semplice rappresentazione riferiamo d'ora in poi l'angolo di fase a Q', denotiamo dunque l'angolo di fase relativo del modulatore Q' con 0°, corrispondentemente quello di I' lo denotiamo con + 90° (rotazione del sistema di coordinate di 33° rispetto alle coordinate dell'NTSC in uso, di fig. 14). L'asse Q' giace allora orizzontale, l'asse I' verticale. Qualunque tinta F_α, denotata con l'angolo α (v. anche fig. 5), del quale viene spostata la portante modulata rispetto alla portante di riferimento (anch'essa qui assunta per semplicità di fase zero), viene rappresentata dal vettore F_α avente l'angolo α e l'ampiezza S_α (fig. 16), che rappresenta la saturazione del colore. Da questo vettore si possono ricavare nel ricevitore i suoi componenti I_α' e Q_α' attraverso demodulazione sincrona secondo gli assi 0 e 90°. I_α' e Q_α' vengono addotti alla matrice e colà preparati per il pilotaggio dei proiettori elettronici di colore del tubo catodico di sintesi.

Fig. 15 - Numerazione delle righe consecutive nel tempo nei sistemi sequenziali (quadri interlacciati).

Una distorsione di fase, per es. in seguito ad errori di fase differenziale nel canale di trasmissione, ruota il sistema di vettori dell'angolo β (segnato in rosso). I segnali $Q'_{\alpha+\beta}$ e $I'_{\alpha+\beta}$ ora ricavati dal rivelatore sincrono non sono più identici ai valori nominali Q'_α e I'_α. Sul cinescopio viene riprodotto un colore falso (rotazione verso sinistra del vettore di colore nel circuito cromatico di fig. 5, di β°).

Si può correggere questo errore, quando si abbia anche un vettore di colore, che sia ruotato di fase in direzione opposta ($-\beta$) e sia ricavato nel modo seguente. Sia I' rappresentato come in fig. 16, invertito di polarità nel trasmettitore, quindi

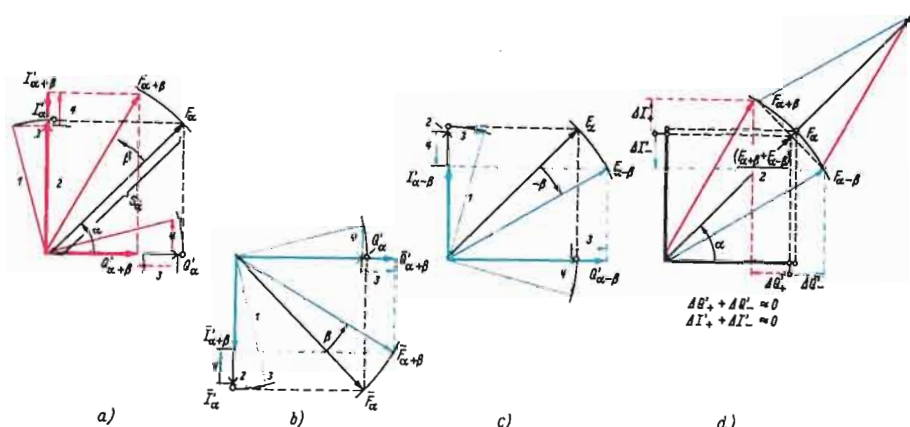



Fig. 16 - Compensazione degli errori di cromaticità nel sistema PAL con la somma di due righe dopo i due rivelatori sincroni I' e Q' (o nell'occhio):
a) La demodulazione durante le righe (2n — 1) produce in conseguenza dell'errore di angolo β i segnali falsi e la tinta falsata Fα-β.
b) Demodulazione durante le righe adiacenti (2n) senza commutazione.
c) L'uscita b) attraverso uno spostamento di fase di 180° della portante di riferimento nel demodulatore I diviene Fα-β.
d) La somma elettrica dei segnali di a) e c) dà approssimativamente 2Fα o formazione del valor medio nell'occhio, relativamente a uguale saturazione di colore Fα.

irradiato nella forma ($-I'$), poi si rifletta il vettore F_a sull'asse Q', esso diventa, quando scriviamo F_a in forma complessa $F_a = Q'_a + jI'_a$, perciò il vettore coniugato complesso $\overline{F}_a = Q'_a - jI'_a$, o nella rappresentazione geometrica (fig. 16, segnato in blu) il vettore $\overline{F}_a$.
Con l'errore di fase β si ottiene ora $F_{a+\beta}$ e il coniugato complesso $\overline{F}_{a+\beta}$.
Venga ora, anche nel ricevitore riflesso sull'asse Q', allora nasce (disegnato in blù in fig. 16 c) da $F_{a+\beta}$ il vettore $F_{a-\beta}$ corrispondente a una tinta distorta complementarmente.
La somma geometrica fornisce allora il vettore somma avente l'angolo originale a, dunque senza variazione di tinta del colore.
La sua lunghezza è grande il doppio (corrispondente a un'amplificazione), diminuito di una piccola frazione ΔS dipendente da β. Ciò significa che vi è una piccola desaturazione.
La configurazione additiva dimostrata in fig. 16 si può realizzare nel ricevitore, in quanto che si dilaziona sincronicamente il segnale di colore della riga precedente e lo si somma in forma conveniente alla riga attualmente in analisi.
Allora se la tinta F_a fosse modificata a motivo dello spostamento di fase β, la saturazione del colore verrebbe diminuita di una piccola porzione ΔS. Prima di andare oltre questo argomento, per convincerci, del modo con cui noi riportiamo, secondo il diagramma questi segnali consecutivi nel tempo alla formazione del valor medio, bisogna determinare con un semplice calcolo l'azione della compensazione degli errori.

Pertanto dal segnale portante del colore dell'NTSC originale:

$$F = I' \cos(\omega_o t' + 33^\circ) + Q' \operatorname{sen}(\omega_o t' + 33^\circ),$$

si introduce la trasformazione di tempo $\omega_o t = \omega_o t' + 33^\circ$ (ω_o = frequenza della portante di cromaticità).

Riga $(2n - 1)$	Riga $(2n)$
In trasmissione: modul: NTSC	In trasmissione: inversione di 180° nel modulatore I' da $+ I'$ a $(- I')$:
$F = I' \cos \omega_o t + Q' \operatorname{sen} \omega_o t$	$\overline{F} = (- I') \cos \omega_o t + Q' \operatorname{sen} \omega_o t$

Coll'errore di fase si ha:

$F_\beta = (I' \cos \beta + Q' \operatorname{sen} \beta) \cos \omega_o t + (-I' \operatorname{sen} \beta + Q' \cos \beta) \operatorname{sen} \omega_o t$	$\overline{F}_\beta = (- I' \cos \beta + Q' \operatorname{sen} \beta) \cos \omega_o t + (I' \operatorname{sen} \beta + Q' \cos \beta) \operatorname{sen} \omega_o t$
In ricezione: nessuna variazione	In ricezione: riflessione sull'asse $+ Q'$, corrispondente per es. alla trasformazione del rivelatore sincrono I' a $(- I')$:
$F_\beta = (I' \cos \beta + Q' \operatorname{sen} \beta) \omega_o t + (- I' \operatorname{sen} \beta + Q' \cos \beta) \operatorname{sen} \omega_o t$	$\overline{F}_\beta = (I' \cos \beta - Q' \operatorname{sen} \beta) \cos \omega_o t + (I' \operatorname{sen} \beta + Q' \cos \beta) \operatorname{sen} \omega_o t = F_{(-\beta)}$

sommando e facendo la media aritmetica dei due segnali, si ha:

$$\frac{F_\beta + F_{(-\beta)}}{2} = \underbrace{\cos \beta}_{\text{fattore di desaturazione}} \underbrace{(I' \cos \omega_o t + Q' \operatorname{sen} \omega_o t)}_{\text{segnale originale}}$$

Il calcolo mostra che in ogni caso, il segnale originale anche con gli errori di fase viene ritrovato.
Come una tale inversione per riflessione, che viene ad esempio usata per un transcodificatore (conversione di un segnale PAL in un segnale NTSC), venga effettuata senza rivelazione, sarà detto più avanti.
Con la demodulazione essa avviene attraverso l'inversione del demodulatore I', dove scompaiono entrambi i membri portanti ed appaiono i segnali di bassa frequenza I' e Q' corrispondenti al segnale NTSC ricomposto, entrambi moltiplicati per il fattore di desaturazione $\cos \beta$. Il calcolo è stato fatto nel campo della portante, perchè lascia intravedere la possibilità di un transcodificatore.

(continua)

La HAMLIN INC. annuncia l'inizio della produzione di un interruttore magnetico in capsula di vetro con contatto in commutazione in atmosfera di idrogeno.
Sue caratteristiche peculiari sono: compattezza, posizione di montaggio non critica; sicurezza di esercizio anche in severe condizioni ambientali; prestazioni indipendenti, entro vasti limiti, dalla temperatura e dalla pressione ambiente; rapidità d'intervento; lunga vita dei contatti; variazione trascurabile, nel tempo, della resistenza di contatto.
Caratteristiche tecniche:

Portata dei contatti:	1,5 A
Tensione massima:	250 V
Potere di rottura:	40 VA
Velocità d'intervento:	2 millisec.

Questo tipo di interruttore trova applicazione, fra l'altro, in:
- Relé elettromagnetici
- Apparecchiature per comunicazioni e telemetria
- Circuiti logici e di memoria
- Apparecchi di conteggio
- Dispositivi limitatori di corrente
- Indicatori di posizione
- Interruttori di fine-corsa
- Segnalatori di livello di liquidi, ecc.

La HAMLIN INC. è rappresentata in Italia dalla Società BAY & C. S.P.A., Milano.

Il contributo degli scienziati inglesi agli «anni internazionali del sole tranquillo»

Gli obiettivi dell'imminente sforzo internazionale nel campo della geofisica, ora già noto come «anni internazionali del sole tranquillo» saranno meglio studiati sullo sfondo storico di altre imprese del genere. Molti avranno sentito parlare dell'anno geofisico internazionale o International Geophysical Year (I.G.Y.) del 1957-58, che segnò la terza occasione nella quale gli scienziati di molti paesi cooperarono ad uno studio in comune del nostro pianeta.
La prima di queste imprese venne organizzata nel 1882-83 e fu nota come «primo anno polare internazionale». Soltanto poche nazioni si interessarono a quel progetto e le indagini si limitarono alla meteorologia, al geomagnetismo ed a studi sulle aurore presso poche stazioni in latitudini polari.
Una cinquantina d'anni dopo, nel 1932-33 venne organizzato un progetto più ambizioso, con l'intervento di circa una dozzina di Paesi. Questo fu il «secondo anno polare internazionale». Anche in questo caso gli studi vennero limitati alle latitudini polari ma il programma fu più vasto di quello del 1882-83 ed incluse alcune indagini radiologiche sulle regioni elettriche dell'alta atmosfera.
La terza grande impresa di questa serie, lo I.G.Y., venne organizzata nel 1957-58. Due furono le ragioni principali per un intervallo più breve fra la seconda e la terza impresa: in primo luogo, nel periodo 1930-1950 si ebbe un enorme progresso in certe tecniche sperimentali, ed un progresso particolare nella scienza radiologica, che è un campo intimamente legato a molte discipline geofisiche. Il rapido progresso tecnologico era di per sè sufficiente a giustificare un altro sforzo comune nel campo geofisico.
Una seconda ragione per indire lo I.G.Y. del 1957-58 era quella relativa alle condizioni del sole. Le condizioni del sole variano notevolmente a seconda del numero delle macchie solari e queste, come il grado di attività che le accompagna, seguono un ciclo regolare, dal minimo al massimo, per far ritorno al minimo, in un periodo di dieci a undici anni.
Il periodo di 18 mesi scelto per lo I.G.Y., fu un periodo di massima attività solare; in effetti, il numero delle macchie solari fu, nel 1957-58, il più grande che fosse mai stato registrato nei due secoli per i quali si hanno cifre attendibili.
Circa 67 Paesi parteciparono allo I.G.Y. e migliaia di scienziati cooperarono in un vasto e coordinato programma di ricerche geofisiche in 14 discipline.
Fin dalla fase preparatoria gli scienziati specializzati in certi campi fecero osservare che sarebbe stato utilissimo conservare, almeno per qualche anno, la rete di stazioni dello I.G.Y. Più tardi si rese evidente che per quelle discipline che sono in qualsiasi modo influenzate dall'attività solare, come la fisica delle regioni superiori dell'atmosfera, il geomagnetismo, l'aurora, i raggi cosmici e certi aspetti della meteorologia, i pieni frutti dell'I.G.Y. potevano esser raccolti soltanto se potevano esser confrontati coi dati analoghi di un anno di attività solare molto bassa. Queste sono le considerazioni che portarono alla proposta di un ulteriore e completo programma internazionale nelle discipline sopra menzionate, da svolgersi durante il prossimo periodo di minima attività solare. È previsto che l'attività solare sarà al minimo negli ultimi mesi del 1964 e che in quell'epoca il sole sarà veramente tranquillo; di qui il titolo: «anni internazionali del sole tranquillo» (International Years of the Quiet Sun) abbreviato in I.Q.S.Y.
Dato che sovente il minimo di attività solare non è nettamente definibile e che i minimi di certi fenomeni geofisici possono non coincidere esattamente nel tempo coi periodi più tranquilli del sole, le osservazioni saranno effettuate per due anni completi, ossia dal 1° gennaio 1964 al 31 dicembre 1965.
Gli studi scientifici degli I.Q.S.Y. possono dividersi, grosso modo, in tre categorie:
1) Studi che potranno esser meglio effettuati nei periodi di attività solare minima. Certi fenomeni ionosferici, geomagnetici e dei raggi cosmici appartengono a questa categoria.

2) Studi di avvenimenti solari isolati su uno sfondo di condizioni tranquille. Nei periodi di grande attività solare, gli effetti di una serie di disturbi solari tendono a sovrapporsi gli uni agli altri, rendendo in tal modo difficile lo studio completo e dettagliato di qualsiasi disturbo particolare.
3) Studi che forniscono dati adatti al confronto diretto con quelli ottenuti durante lo I.G.Y. Nei riguardi di varie discipline l'analisi soddisfancente di dati dello I.G.Y. dipende dalla disponibilità di tali dati di confronto.

I programmi scientifici consisteranno tanto di osservazioni sinottiche quanto di osservazioni speciali e si prevede che la rete mondiale di stazioni sarà completa almeno quanto quella che era in funzione durante lo I.G.Y. Nel programma degli I.Q.S.Y. una parte importante sarà affidata ai veicoli spaziali: Un programma, coordinato internazionalmente, di ricerche spaziali mediante razzi e satelliti è in corso di preparazione.

La organizzazione degli I.Q.S.Y. è stata affidata dallo International Council of Scientific Unions (Consiglio Internazionale delle Unioni Scientifiche) al Committee for Geophysics (Comitato per la Geofisica) ed un Segretariato speciale I.Q.S.Y. è stato istituito a Londra.

La seconda Assemblea degli I.Q.S.Y. ha avuto luogo in Roma nel marzo 1963, e vi presero parte 50 nazioni. Si prevede che più di 60 nazioni parteciperanno a questa quarta grande impresa internazionale.

L'obbiettivo fondamentale dello I.G.Y. è stato una volta sintetizzato con la frase: « Lo studio in comune del nostro pianeta, da parte di tutti i paesi per il bene di tutti ». Alla recente assemblea di Roma venne dichiarato che tale ideale avrebbe ispirato anche gli I.Q.S.Y. 1964-1965. *(u.b.)*

Radiazione ultravioletta nel vuoto da un plasma compresso magneticamente

I ricercatori A. H. Gabriel, G. B. F. Niblett e N. J. Peacock, dello « Atomic Weapons Research Establishment » di Aldemaston (Berxshire, Inghilterra) hanno riferito recentemente su esperienze nel vuoto da un plasma compresso magneticamente.

Dopo avere rilevato che negli ultimi anni si è verificato un interesse crescente nella produzione di plasmi energetici a temperature e densità applicabili allo studio delle reazioni termonucleari controllate, i ricercatori hanno dichiarato che gli esperimenti di questo tipo, condotti all'« Atomic Weapons Research Establishment » (AWRE), usano campi magnetici assiali rapidamente crescenti per ionizzare e comprimere il gas di deuterio a densità di 10^{17} cm^{-3} e temperature che si avvicinano a 10^7 °K. Sono in costruzione condensatori da 1 milione di joule che aumenteranno queste intensità e temperature, estendendo la durata della scarica a 15 microsecondi.

Un tale plasma fornisce una sorgente di laboratorio controllata di radiazione elettromagnetica, l'energia della quale giunge nelle regioni spettrali dei raggi X molli e dell'ultravioletto vuoto. La produzione di un tale plasma induce a studiare i processi radiativi in questo intervallo di energia ed a mettere a punto strumenti per misurare le sue proprietà.

La prima parte della Relazione dei ricercatori citati passa in rassegna le caratteristiche della radiazione emessa da un volume di 100 cm^3 di plasma idrogenico ad una densità di 10^{17} cm^{-3} ed alla temperatura di 10^7 °K, contenente un piccolo miscuglio di impurezze di elevato numero Z, attraversato da un campo magnetico assiale di circa 50.000 chilogauss e con una vita di 10 microsecondi. La distribuzione delle varie specie ioniche in condizioni stazionarie viene discussa e viene valutato il tempo per raggiungere tali condizioni. Il contributo delle transizioni libero-libero, libero-legato e legato-legato alla radiazione viene stimato e discusso. I fenomeni come lo slargamento di Stark, gli spostamenti di Dopler e la separazione di Zeeman vengono considerati come processi fisici che si possono usare per diagnosticare lo stato del plasma.

La seconda parte della Relazione descrive il programma sperimentale delle misure della radiazione ultravioletta nel vuoto, che viene svolto all'AWRE.

Le fotografie con una camera « pinhole » a raggi X molli sono state usate per stabilire le dimensioni del plasma emittente; le misure di assorbimento usando lamine di alluminio, di berillio, di carbonio e di nichel, hanno fornito le stime della temperatura elettronica dalla interruzione spettrale a breve lunghezza di onda. I processi dinamici della compressione del plasma vengono studiati con camere a bande che operano nel vicino u.v.; ci si propone di estendere queste misure alla regione del vuoto. Sono stati costruiti vari nuovi strumenti per studiare lo spettro del plasma nel vuoto. Essi sono: uno spettrometro per raggi X; uno spettrografo a incidenza munito di registratore fotoelettrico ed uno strumento fotografico che impiega un reticolo concavo a incidenza quasi normale e che viene risolto mediante riflessione a 70° da un rotore ultrarapido. *(i.s.)*

La Burroughs Corp. ha recentemente arricchito la serie dei suoi tubi indicatori con un nuovo tipo che può riprodurre oltre i numeri tutte le lettere dell'alfabeto e altri speciali caratteri.
La struttura del tubo è formata da 13 segmenti funzionanti come catodi con un anodo comune.
I caratteri sono formati applicando una tensione negativa ad una opportuna combinazione di segmenti. Ciò può essere ottenuto con semplici circuiti di memoria a semiconduttori oppure con tubi a gas.
La lettura dei tubi può avvenire anche ad una distanza di 8 metri con forte illuminazione ambientale.
Altre caratteristiche di questi tubi sono:
— alimentazione con c.c.
— caratteri uniformi di uguale altezza
— nessuna necessità di manutenzione
— durata estremamente lunga senza perdita di luminosità.
La Burroughs Corp., Electronic Components Div., Plainfield N. J. USA, è rappresentata in Italia dalla società Bay & C. s.p.a., Milano.

Un elaboratore elettronico per l'esecuzione dei calcoli nella fisica delle alte energie

Quattro complessi elettronici Univac 1107 a memoria pellicolare sono stati prenotati da diversi Paesi europei. Uno di questi sarà consegnato, tra poche settimane, all'Università di Parigi e destinato alla Facoltà d'Orsay.

Il complesso consiste di un elaboratore centrale con una memoria della capacità di 32.768 parole, un tamburo FH-880, 6 unità per nastri magnetici Universo II A e due unità Universo III C, oltre a dispositivi di entrata e di uscita a schede e a bande perforate e una stampatrice veloce.

L'elaboratore che sarà il più potente di quelli installati in Francia, verrà utilizzato dall'Università per l'esecuzione di calcoli scientifici riguardanti la fisica delle alte energie e dei solidi e coadiuverà la Facoltà d'Orsay e gli studiosi nelle ricerche.

L'impianto funzionerà pure come Centro di Calcolo dell'Univac France non solo ai fini del calcolo scientifico, ma anche dei settori industriali e commerciali. *(i. s.)*

Esempi d'impiego del raysistor*

Fig. 1 - Interruttore di segnali.

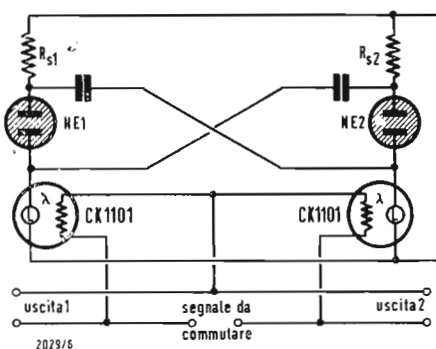
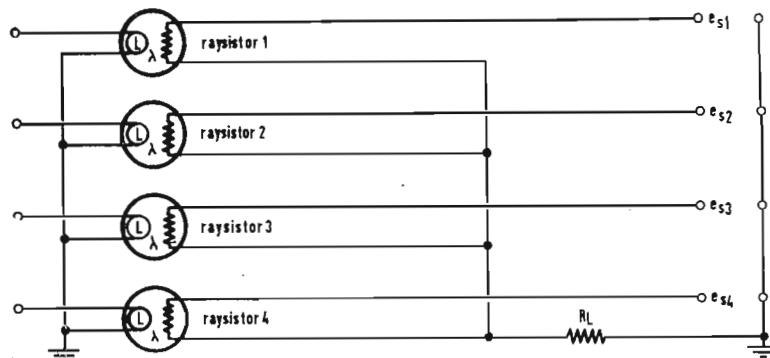



Fig. 2 - Interruttore sequenziale a multivibratore.

Fig. 3 - Rélé a doppio scambio ad unica alimentazione.

1. - IMPIEGO DEL RAYSISTOR

1.1. - Impiego in circuiti logici

La logica digitale a bassa velocità è spesso realizzata con componenti elettromeccanici.

Il prezzo di questi componenti, di qualità tale che il loro grado di affidamento sia comparabile con quello degli elementi di logica a stato solido, risulta piuttosto elevato.

Il Raystor sostituisce questi rélé elettromeccanici per il completamento dei circuiti logici a bassa velocità, ad un costo ridotto, unito al grado di affidamento dato dagli elementi a stato solido.

Oltre a questi requisiti, è da aggiungere minor volume fisico (alcuni tipi sono montati in contenitore tipo TO-5), basso consumo, funzionamento del tutto silenzioso e notevolissima sensibilità, tanto da far variare la resistenza del circuito di segnale da 450 Ω (circuito chiuso) a 3×10^8 Ω (circuito aperto), con una variazione di 0,5 V della tensione ai capi del circuito di controllo.

I tempi di commutazione variano, a seconda del tipo scelto, da 5×10^{-6} a $1,5 \times 10^{-2}$ secondi. È anche possibile ottenere un vasto campo delle caratteristiche del segnale di controllo, nel senso che la tensione richiesta può essere scelta in un intervallo da 0,1 a 120 V con una corrente da 0 a 1 A.

Nelle figure 1, 2, 3, sono illustrati alcuni circuiti logici a Raysistor.

a) Uso del Raysistor come interruttore per segnali a basso livello.

Il Raysistor darà le commutazioni a basso rumore e prive di transitori e piedistalli. Esso è un componente a velocità relativamente bassa e quindi può essere usato solo nei casi in cui la velocità non sia essenziale; più precisamente, poichè il tempo di spegnimento è normalmente più lungo del tempo di accensione, è il primo che determina il massimo tempo di commutazione.

Qualsiasi numero di componenti può essere commutato in successione, dando un complesso per interruzione sequenziale in relazione al comando del circuito di controllo. Le Borroughs 3 X 3000 commutano in successione 10 Raysistors quando sono sganciati da un opportuno impulso.

Nel caso in cui debbano essere commutati segnali piuttosto grandi, una serie di appropriate resistenze deve essere aggiunta per evitare una sovraddissipazione delle cellule.

b) La figura 2 mostra un interruttore sequenziale a due Raysistors usante un circuito tipo multivibratore.

c) L'isolamento dai transistori di commutazione e la resistenza puramente ohmica del circuito del segnale rendono il Raysistor un componente ideale per applicazione come commutatore. La figura 3 mostra una combinazione circuitale di tre Raysistors formante un rélé tipo SPDT.

1.2. - Impiego come stabilizzatore

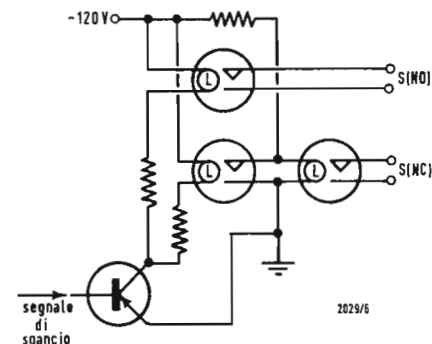
Una caratteristica interessante dei Raysistors è quella di permettere delle commutazioni senza produrre rumori disturbanti e di permettere delle regolazioni di ampiezza dei segnali senza produrre lo «scricchiolio», ben noto, dei potenziometri. Quindi possono essere impiegati, ad esempio, quali regolatori di canale in uno studio di trasmissione. Le commutazioni, o le variazioni, devono essere lente, in modo che i tempi di commutazione siano trascurabili.

Il tipo CK 1102 nel circuito riportato in figura 4 permette di realizzare un alimentatore stabilizzato di tipo assai semplice. Si riporta una rapida analisi del circuito.

Si supponga $E_{bb} = 300$ V. Poichè la tensione fra griglia e catodo del tubo serie è trascurabile rispetto alla tensione di alimentazione, si ha che:

$$\frac{R_1}{R_s} = \frac{E_{bb} - V_u}{V_u}$$

dove con V_u si è indicata la tensione ai capi del carico.

Scegliendo R_1 in modo da limitare la

(*) Lettera informativa N. 10 RAYTHEON-ELSI S.p.A., Palermo.

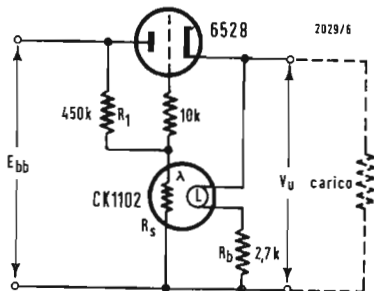



Fig. 4 - Alimentatore stabilizzato di tipo semplice realizzato con un Raysistor.

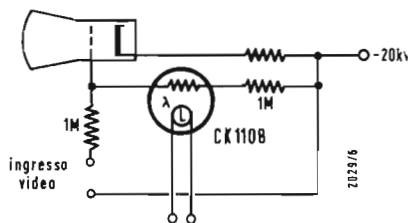



Fig. 5 - Controllo a distanza della tensione di griglia di un tubo a raggi catodici mediante un Raysistor ad alto isolamento.

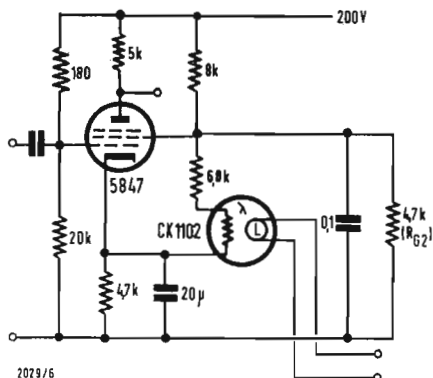



Fig. 6 - Controllo automatico di guadagno realizzato per mezzo di Raysistor.

dissipazione in R_s a 50 mW, ed ugualiando R_s ad R_1 si ha che:

$$\frac{E_{bb}^2}{4\ R_1} = 50 \text{ mW}$$

$$R_1 = \frac{300^2}{5 \cdot 50 \cdot 10^{-3}} = 450\ \Omega$$

R_b viene selezionata in modo che vi sia una apprezzabile corrente nella lampadina e quindi la variazione di R_s sarà molto rapida usando questo tipo di dispositivo. Si pone:

$$x = \frac{dR_s}{dV_L}$$

dove:

R_s = resistenza interna del Raysistor.
V_L = tensione ai capi della lampadina del Raysistor.
quindi:

$$dV_L = \frac{R_L \,.\, dV_u}{R_L + R_b}$$

dove:
R_L = resistenza della lampadina.

$$dV_s = \frac{dR_s \,.\, R_1 \,.\, E_{bb}}{(R_s + R_1)^2} = \frac{xdV_L \,.\, R_1 \,.\, E_{bb}}{(R_s + R_1)^2}$$

dove: V_s = tensione ai capi del Raysistor, e

$$dV_g = \frac{xdV_L \,.\, R_1 \,.\, E_{bb}}{(R_s + R_1)^2} — \quad dV_u = dV_s — dV_u$$

dove: V_g = tensione griglia-catodo.
La variazione della corrente nel carico è data da:

$$di_u = \left| \frac{xR_L \,.\, dV_u \,.\, R_1 \,.\, E_{bb}}{(R_L + R_b)\ (R_s + R_L)^2} \, dV_u \right| g_m$$

dove:

i_u = corrente nel carico o di uscita.

g_m = conduttanza mutua del tubo in serie.

La resistenza interna di uscita R_u è data da:

$$R_u = \frac{dV_u}{di_u} = \frac{(R_L + R_b) \,.\, (R_s + R_1)^2}{g_m\ [x\, R_1\, R_L\, E_{bb} — (R_L + R_b)\ (R_s + R_1)^2]}$$

quando:

$$x \rightarrow 0 \text{ cioè } \frac{dR_s}{dV_L} \rightarrow 0$$

si ha che:
$Z = 1/g_m$
In questo circuito l'impedenza d'uscita è circa 10 Ω e si ha una buona stabilizzazione con una tensione d'uscita dell'ordine dei 100 V, per una variazione della tensione d'ingresso da 200 a 400 V.

1.3. - Impiego come elemento per controllo a distanza.

Il tipo CK 1108 ha una tensione di isolamento di 25.000 V e, quindi, può essere usato per controlli a distanza quando è necessaria una elevata tensione di isolamento fra il circuito controllato e quello di controllo. Nel circuito riportato in figura 5 si ha una regolazione di circa 60 dB. Il filamento della lampadina fornisce automaticamente il valore medio del segnale a causa della sua inerzia termica. Un circuito come questo può essere usato per ottenere un controllo automatico di contrasto di un televisore comandando il circuito della lampadina con il segnale video opportunamente amplificato.

1.4. - Impiego del Raysistor in circuiti di C.A.G. realizzati in amplificatori a tubi elettronici

Nel seguito si riporta lo schema elettrico di un amplificatore a tubo elettronico nel quale il guadagno può essere variato regolando la tensione di griglia schermo. A questo scopo si è inserito un Raysistor come indicato in figura 6.

2. - I VANTAGGI POSSONO ESSERE COSÌ RIASSUNTI

— ampia dinamica:
— nessuna variazione nella larghezza di banda o nella curva di risposta alle frequenze, quando agisce il C.A.G.;
— non aumenta il rumore proprio dell'amplificatore;
— buon isolamento.

Il campo dinamico di controllo è di circa 20 dB nel circuito di figura 6. ma può essere anche maggiore essendo una funzione del guadagno totale dello stadio. Il resistore da 6,8 kΩ in serie assicura che la fotocellula del Raysistor non superi i limiti di dissipazione termica. Una variazione di R_{g2} cambia la forma della caratteristica di controllo.

L'amplificatore illustrato in figura 6 è a larga banda con carico resistivo sulla placca, ma il C.A.G. con Raysistor può essere anche applicato in un amplificatore selettivo con il carico costituito da un circuito risonante, modificando i circuiti della griglia di controllo e di placca e variando opportunamente i condensatori di disaccoppiamento. Il partitore di tensione migliora la stabilità in continua dello stadio. *A.*

Un ingegnere controlla una sezione dell'attrezzatura inglese per l'elaborazione dei dati di un satellite.
L'attrezzatura è in corso di installazione presso la Stazione di Ricerche Radio di Slough per il lancio del secondo satellite, anglo-americano, l'U.K.2.

Primo satellite spaziale britannico

Il primo satellite di costruzione completamente britannica, l'U.K.3, è previsto verrà lanciato nel 1966 per svolgere cinque esperimenti scientifici in un'orbita circolare a 400 miglia sopra la terra.
L'U.K.3 viene sviluppato dalla British Aircraft Corporation in base a specifiche dello Space Department del Royal Aircraft Establishement, e sarà il terzo di una serie di satelliti anglo-americani per ricerca scientifica. I primi due della serie, l'U.K.1 e l'U.K.2 sono di costruzione americana e dotati di strumenti britannici.
L'U.K.1 (Ariel) è in orbita, mentre l'U.K.2 verrà lanciato verso la fine di quest'anno.
I cinque esperimenti che l'U.K.3 dovrà svolgere sono per le Università di Cambridge, Birmingham e Sheffield, per l'Ufficio Metereologico e la Stazione di Ricerche Radio di Slough. Scelti dalla Reale Società, gli esperimenti includeranno il tracciamento delle fonti di rumore nella Galassia; la misurazione della densità electron presso il satellite; lo studio di segnali radio a bassa potenza; la distribuzione di ossigeno nell'atmosfera; l'intensità e distribuzione dei fulmini sulla superficie terrestre; e l'anomala propagazione dei radio fari.
Alto circa 1 metro e mezzo e largo 2, il satellite peserà poco più di 1 quintale. Una volta in orbita, esso trasmetterà dati per un anno, dopo di che il suo apparato trasmittente verrà chiuso in modo che le sue frequenze radio possano essere assegnate a un nuovo satellite. *(n. b.)*

Televisione a colori in Gran Bretagna nel 1965

Ai primi del 1965 la BBC spera di cominciare a trasmettere programmi televisivi a colori.
Ciò è stato rivelato dal Direttore Generale della Corporazione, Mr. Hugh Carleton Greene, allorché ha inaugurato il 30 settembre a Londra una Mostra televisiva denominata « Magic by Design ». La data fissata per il nuovo secondo programma televisivo della BBC è il 20 aprile.

Mr. Carleton Greene ha detto: « Il Governo ci ha offerto l'opportunità di fornire un servizio che potrà essere di enorme valore per la nazione ». Il BBC 2, egli ha proseguito, trasmetterà programmi educativi e programmi riguardanti interessi di minoranza nelle ore di punta — svago con nuove idee. *(n. b.)*

Esperimenti di produzione di un fascio di neutrini ad intensità elevata

Nell'ultima sessione del Consiglio del CERN, a Meyrin-Ginevra, il Direttore generale, Prof. V. F. Weisskopf, nel presentare un Rapporto su sei mesi di attività ha dichiarato quanto segue:
« Nel campo delle macchine siamo riusciti per la prima volta a estrarre il fascio di protoni accelerati dal sincrotrone da 28 GeV. È stato ottenuto un altro notevole perfezionamento: la corrente di protoni iniettati per accelerazione nel sincrotrone raggiunge attualmente 60 milliampere, ossia tre volte di più dell'anno passato e quattro volte più di quanto non fornisca l'iniettore dell'altro acceleratore gigante esistente al mondo.
« La combinazione di questi due perfezionamenti — ha affermato il Prof. Weisskopf — ci consente, ora, di effettuare i primi esperimenti positivi di produzione di un fascio di neutrini ad intensità elevata ».
I primi esperimenti sui neutrini ad alta energia furono realizzati lo scorso anno a Brookhaven, negli Stati Uniti.
Rivelare i neutrini è estremamente difficile: privi di massa e di carica elettrica, queste particelle sfuggono alla maggior parte dei mezzi di ricerca impiegati dalla fisica moderna. Il loro potere di penetrazione è pertanto straordinario: essi possono, ad esempio, attraversare tutta la Terra prima di proseguire la loro corsa nello spazio.

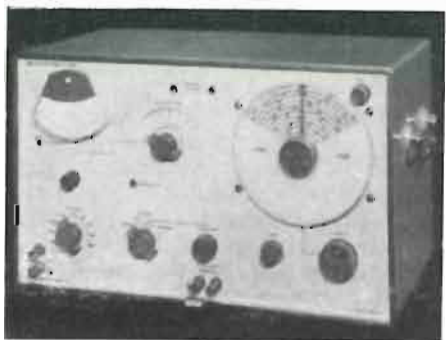
Si comprende, quindi, quanto sia difficile organizzare le collisioni tra neutrini ed altre particelle capaci di svelare ai fisici i segreti della costituzione della materia universale.
Il Prof. C. F. Powell (Regno Unito, Presidente del Comitato delle direttive scientifiche del CERN) ed il Prof. F. Perrin (Alto Commissario per l'energia atomica in Francia) hanno sottolineato l'interesse di questa realizzazione tecnica per i fisici europei. Il dispositivo messo a punto al CERN fornisce in effetti degli eventi in cui si manifestano i neutrini in quantità 50 volte superiore agli altri impianti esistenti nel mondo. *(i. s.)*

In orbita una batteria atomica ad isotopi da 25 watt

Gli Stati Uniti hanno lanciato in orbita il primo satellite artificiale del mondo interamente alimentato con l'elettricità sviluppata da una batteria nucleare SNAP-9A.

Nel darne l'annuncio ufficiale, la Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha precisato che il lancio è stato effettuato il 30 settembre dal Poligono Missili del Pacifico, sulla costa occidentale degli Stati Uniti, con un razzo dell'Aeronautica statunitense. Il satellite contenente il generatore nucleare di elettricità resterà in orbita intorno alla Terra per almeno 900 anni, prima di ricadere e disintegrarsi nell'atmosfera. La batteria nucleare SNAP-9A, che sviluppa una potenza di 25 watt, avrà una durata di 5-6 anni per il progressivo esaurimento del « combustibile » atomico.
La batteria del nuovo satellite artificiale statunitense è alta circa 25 centimetri ed ha un diametro di 50 centimetri. Il dispositivo, che pesa 12,250 chili, è montato ad un'estremità del satellite. L'elettricità viene ottenuta mediante la trasformazione del calore sviluppato dalla spontanea disintegrazione del combustibile nucleare, ossia di plutonio-238 radioattivo, con termocoppie.
In realtà, il nuovo generatore nucleare di elettricità per satelliti è il terzo lanciato nello spazio, essendo stato preceduto dagli SNAP-3 da 2,7 watt installati a bordo dei satelliti « Transit 4A » e 4B, rispettivamente lanciati in orbita terrestre il 29 giugno ed il 15 novembre 1961. Tuttavia, la modesta potenza degli SNAP-3 dovette essere integrata nei due « Transit » con altri generatori ad enegia solare.
(*n. s.*)

A Genova in ottobre l'XI Convegno internazionale delle comunicazioni

L'Istituto internazionale delle comunicazioni ha assunto, ereditandola dal Civico Istituto Colombiano, l'organizzazione dell'XI Convegno internazionale delle comunicazioni che ebbe luogo a Genova dal 6 al 12 ottobre nel quadro delle annuali Celebrazioni Colombiane.
Dopo dieci edizioni ottimamente curate e riuscite, che hanno imposto il Convegno alla considerazione e alla stima degli ambienti scientifici internazionali, questa undecima ne conferma la continuità e la validità, tanto più garantite perchè affidate ad un organismo qualificato, unico nel suo genere, i cui scopi sono esattamente quelli di seguire le comunicazioni nel loro progresso e nei loro sviluppi non soltanto sul piano tecnico scientifico, quanto, e soprattutto, su quello umano. Così anche il Convegno 1963, cui è stato associato, nell'ambito della sezione aereo-spaziale, il XVIII Congresso nazionale dell'Associazione italiana di aerotecnica (A.I.D.A.), ha aggiunto altri contributi e nuove esperienze allo studio delle comunicazioni intese, nei loro valori di conoscenza e di conquista, come espressione dell'istintivo bisogno degli uomini a sempre più conoscere, meglio conoscersi per meglio intendersi.
(*i. s.*)

La Marconi Instruments Ldt., St. Albans, annuncia un nuovo analizzatore d'onda, tipo TF 2330, il cui campo di misura va da 20 Hz a 50 kHz. Questo strumento ha molti usi nel collaudo di tutti i tipi di apparecchiature audio: la distorsione armonica e di intermodulazione, i livelli del rumore e del ronzio possono essere misurati fino a valori di – 75 dB; segnali sconosciuti possono essere identificati e se ne possono determinare la frequenza e la tensione.
Si tratta fondamentalmente di un voltmetro accordato a selettività elevata con una larghezza di banda di 6 Hz. A scelta si può inserire un regolatore automatico di frequenza per agganciare la sintonia al segnale di ingresso, ovviando alla necessità di continui ritocchi dell'accordo ed assicurando letture precise sullo strumento di misura.
La tensione d'ingresso può andare da 3 µV a 300 V con taratura assoluta per misure in termini di tensione o di dBm; oppure la sensibilità può essere regolata per misure relative in percentuale o dB.
Vengono forniti due segnali d'uscita. Una tensione variabile della frequenza della componente del segnale in osservazione può essere utilizzata per controllo esterno. Lo strumento può anche essere impiegato come oscillatore a battimenti con frequenza di uscita coincidente con la frequenza di sintonia del voltmetro; ciò rappresenta un sistema ideale per la misura delle caratteristiche di risposta di frequenza. Un registratore esterno può essere collegato in serie con il voltmetro.
Lo strumento è interamente a semiconduttori, e l'alimentatore stabilizzato è in grado di accettare una vasta gamma di entrate da rete o pile.

Dispositivo analogico elettronico per l'integrazione di funzioni rispetto a variabili qualsivoglia

Presso il Centro calcoli e servomeccanismi, diretto dal Prof. Evangelisti, della Facoltà d'ingegneria dell'Università di Bologna, è stato realizzato sperimentalmente un dispositivo elettronico per l'integrazione di funzioni rispetto a variabili qualsivoglia.
Attualmente il problema dell'integrazione con mezzi analogici elettronici è soddisfacentemente risolto soltanto quando variabile di integrazione è il tempo. Spesso peraltro può presentarsi la necessità di integrare una funzione rispetto a una variabile qualsivoglia, a sua volta funzione del tempo.
Il circuito proposto risolve il problema, facendo ricorso a componenti completamente elettronici. Elemento caratteristico del dispositivo è un campionatore a diodi tunnel, di notevole semplicità e ottime prestazioni.
Il metodo di integrazione adottato è quello approssimato di Eulero per incrementi finiti Δx, costanti in modulo, della variabile di integrazione x.
Il circuito consta di tre parti: un quantizzatore, un campionatore e un integratore.
Il quantizzatore riceve in ingresso la variabile di integrazione e fornisce in uscita un impulso, ogniqualvolta l'incremento della x raggiunge il valore prefissato.
Il campionatore esegue una campionatura della funzione integranda y, in corrispondenza degli istanti in cui ad esso perviene un impulso dal quantizzatore.
Il segnale uscente dal campionatore viene infine integrato, con un integratore analogico di tipo tradizionale.
Le frequenze limite di funzionamento sono dello stesso ordine di quelle relative a unità operazionali già in uso nei calcolatori elettronici non ripetitivi.
Sulla precisione non è possibile fornire dati di applicazione generale, dipendendo dalle caratteristiche particolari delle funzioni x e y. Peraltro la possiblità di scelta di opportuni incrementi Δx, permette di contenere gli errori, in molti casi, entro l'1 % del massimo valore dell'integrale.
L'impiego di circuiti a scatto, di tipo statico, oltre a permettere una agevole messa a punto, conferisce al dispositivo un'elevata sicurezza di funzionamento.
(*i. s.*)

dott. ing. Gianfranco Rosso

Appunti sul diodo a giunzione PNPN

PRIMA DI INIZIARE lo studio del diodo PNPN è opportuno introdurre brevemente il concetto di resistenza negativa, senza approfondire l'esame, che risulterebbe molto complesso.

1. - CONCETTO DI RESISTENZA NEGATIVA

Si dice che un dispositivo è a resistenza negativa quando una parte della sua caratteristica statica tensione-corrente ha la tangente negativa.

Riferendoci alla fig. 1 esaminiamo il tratto *AB*. Si vede che, percorrendolo, all'aumentare della corrente dal valore I_1 a I_2, la tensione anziché aumentare, come nel caso di una normale resistenza positiva, diminuisce, passando dal valore V_1 a V_2; questo tratto presenta quindi una resistenza differenziale negativa. La parte di caratteristica a tangente negativa è limitata da due tratti a tangente positiva. In essi la resistenza è positiva e corrispondono a punti di funzionamento stabili mentre il tratto *AB* (qualora il dispositivo abbia una resistenza di carico *R* la cui retta sia disposta come in fig. 2, cioè che intersechi la curva in 3 punti) non ha punto di funzionamento stabile.

Per illustrare brevemente quanto detto, supponiamo che il dispositivo sia polarizzato in modo da lavorare, ad esempio nel punto *C* (fig. 2) della caratteristica. Se, per una causa qualsiasi, la corrente I_C tende a salire, si ha una maggior caduta di tensione nella resistenza di carico per cui la corrente che circola nel dispositivo, e quindi il punto di lavoro, sale, ma in proporzione alla variazione iniziale della corrente I_C; cioè il fenomeno che ha causato la variazione di I_C «non viene amplificato». Questo ragionamento vale anche se la corrente I_C diminuisse, ed è valido inoltre per tutti i punti dell'altro ramo a resistenza positiva, per esempio *D*. Analizziamo ora il comportamento di un punto sul tratto a resistenza negativa, ad esempio il punto *E*. Ad un aumento della corrente I_E, dalla figura 2 si vede che la tensione ai capi del dispositivo diminuisce, per cui aumenta quella disponibile sul carico. Essendo valida per il carico, che è costituito da una comune resistenza positiva, la legge di Ohm, al salire della tensione, aumenta la corrente circolante, che è la stessa che percorre il dispositivo ad impendenza negativa e questo processo continua da solo, cioè si può dire che si ha una «amplificazione» del fenomeno iniziale di slittamento del punto di lavoro. Analogamente si può ragionare se la I_E diminuisse.

Si osservi però che le nozioni di instabilità e di resistenza negativa, non sono uguali; infatti la regione di resistenza negativa è limitata sulla caratteristica statica delle due tangenti orizzontali (linee tratteggiate, fig. 2); la regione di instabilità è più ridotta e limitata dai due punti a tangente parallela alla retta di carico del montaggio considerato (linee punteggiate).

È molto importante, ai fini dell'applicazione di questi dispositivi, notare quanto segue:
dato il dispositivo polarizzato in un punto qualunque su uno dei due lati a resistenza positiva, per farlo passare sull'altro lato, è sufficente un impulso di corrente che faccia in modo che il punto di lavoro superi il tratto a resistenza negativa (vedi paragrafo 10). Terminato l'impulso (che naturalmente deve essere di durata maggiore del tempo di passaggio tra i due stati), il dispositivo si mantiene da solo nella condizione in cui è stato posto, in quanto, come abbiamo detto, si tratta normalmente di uno stato stabile. Un impulso di senso contrario riporta il dispositivo nel punto di funzionamento iniziale dove vi resta fino alla ricezione di un nuovo ordine. Si conclude che, presentando due condizioni stabili in corrente continua, questo sistema che senza alcun circuito di controllo è in grado di mantenersi nello stato in cui è stato posto, è dotato di memoria, cioè, come tutti i circuiti bistabili, può tenere memorizzata un'informazione, caratterizzata dal suo stato elettrico.

Per alcuni dispositivi, tra cui il diodo PNPN, la resistenza nei due stati sta-

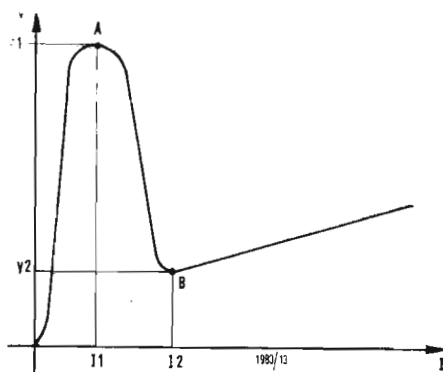



Fig. 1 - Curva in cui il tratto *AB* presenta una resistenza negativa.

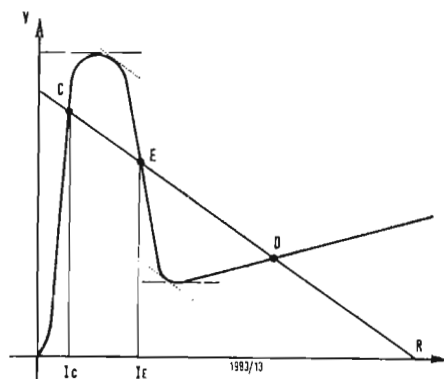



Fig. 2 - Curva a resistenza negativa con la retta di carico *R* che la taglia in tre punti, di cui *C* e *D* sono stabili, *E* è instabile.

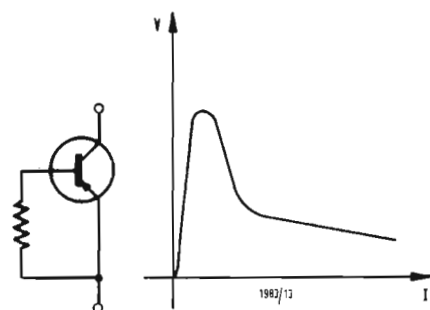



Fig. 3 - Transistore a valanga e curva caratteristica.

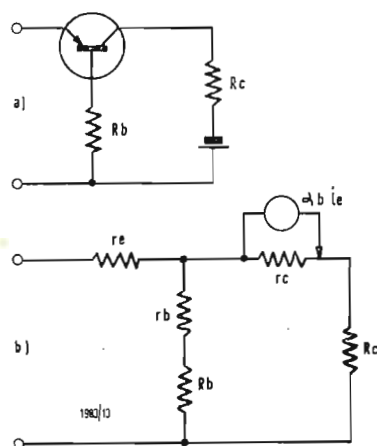



Fig. 4 - a) Transistore a punte; b) suo circuito equivalente.

bili è molto diversa, e precisamente si ha una regione a resistenza elevatissima (chiamata, in termine inglese, off) ed una a resistenza bassissima (chiamata on); in questi casi il dispositivo è in grado di comportarsi come un interruttore.

Come verrà spiegato più dettagliatamente nello studio del PNPN, il requisito necessario affinché un dispositivo presenti una resistenza negativa è che si verifichi nel suo interno un processo di moltiplicazione che sia funzione della corrente e della tensione applicata; occorre, in particolare, che il coefficiente di amplificazione di corrente sia maggiore di 1.

2. - CARATTERISTICHE DEI DISPOSITIVI A RESISTENZA NEGATIVA

Le caratteristiche di questi dispositivi cioè la possibilità di funzionare da commutatore e come organo di memoria, permettono di utilizzarli in numerosi montaggi che erano praticamente irrealizzabili prima della loro applicazione, o che comunque richiedevano un circuito con un maggior numero di elementi.

I dispositivi in grado di dissipare una forte potenza si possono impiegare come raddrizzatori a fase controllata, protettori contro le sovratensioni, interruttori rapidi nella tecnica delle correnti forti. I dispositivi a bassa potenza sono applicati in circuiti generatori di impulsi, multivibratori, commutatori, in memorie o contatori per macchine calcolatrici, come punti di contatto che permettono, per esempio, lo stabilirsi di un circuito di conversazione telefonica.

In tutte queste applicazioni, essi devono presentare le caratteristiche seguenti:

a) Alta impedenza nella condizione off che deve avvicinarsi il più possibile alla condizione di contatto aperto, cioè a resistenza infinita.

b) Bassa impedenza nella condizione on che deve avvicinarsi il più possibile alla condizione di contatto chiuso, cioè a resistenza zero.

c) Basso consumo di potenza nei due stati on ed off. A questo proposito si osserva che effettivamente la dissipazione è bassa, in quanto, per ogni condizione, si ha che uno dei due parametri che caratterizzano la potenza, cioè la tensione e corrente, è abbastanza piccolo, e precisamente nella regione off la tensione può essere alta ma è molto alta anche la resistenza, per cui la corrente in gioco è minima; nella regione on invece la corrente può essere notevole, ma la caduta di tensione ai capi del dispositivo è abbastanza piccola, in quanto può essere piccola la resistenza che esso presenta.

d) Elevata velocità di commutazione, per permettere l'utilizzazione del dispositivo in circuiti ad impulso con tempi di ripetizione molto brevi.

e) Basso rumore e distorsione, se si utilizza come punto di contatto in un collegamento telefonico.

f) Basso costo, particolarmente se impiegato in calcolatori elettronici od in organi di commutazione telefonica, dove il numero di dispositivi necessari è molto alto.

3. - ALCUNI DISPOSITIVI CHE PRESENTANO UNA RESISTENZA NEGATIVA

Premettiamo che si può ottenere un funzionamento bistabile, e quindi una resistenza negativa, combinando opportunamente due tubi a vuoto o due transistori, realizzando ad esempio il classico bistabile di Eccles Jordan ecc., ma, nella nostra trattazione, consideriamo solo i dispositivi costituiti da un elemento solo, cioè elementi in cui il processo di moltiplicazione necessario per realizzare la resistenza negativa si crea nell'interno del componente stesso.

a) Tubo a catodo freddo a scarica in gas: il processo di moltiplicazione è dovuto alla ionizzazione degli atomi in seguito all'urto degli elettroni emessi dal catodo. Partendo da una corrente primaria debole, il processo di ionizzazione, e quindi la corrente totale, cresce al crescere della corrente primaria. Questo si traduce nel diminuire della caduta di tensione interna al crescere della corrente, il che realizza proprio la condizione di resistenza negativa. Questi tubi presentano una buona resistenza off ed alcuni tipi, progettati appositamente, presentano anche una bassa resistenza on ed un basso fattore di rumore; hanno però il principale svantaggio nell'alta caduta di tensione interna di mantenimento (stato on) che può essere di 50 ÷ 100 V, quindi la potenza dissipata nel commutatore può essere molto maggiore del segnale utile che vi deve passare.

b) Transistore a valanga: il fenomeno di moltiplicazione è dovuto al fatto che il campo elettrico applicato attraverso la barriera della giunzione è sufficientemente elevato da far sì che i portatori di corrente, incidenti sugli elettroni di valenza, producano una ionizzazione ed una moltiplicazione cumulativa di portatori (corrente automantenuta). In questo caso, il processo di moltiplicazione di per se stesso è funzione solo della tensione applicata, ma il numero relativo di portatori minoritari disponibili per il processo stesso è funzione della corrente. La dipendenza del numero di cariche minoritarie dalla corrente, diventa evidente collegando una resistenza esterna tra emettitore e base (vedi fig. 3). Con questo collegamento, la corrente all'emettitore per basse correnti (cioè alta resistenza emettitore-base) viene shuntata dalla resistenza esterna, ma, a causa della non linearità dell'impedenza dell'emettitore non viene effettivamente shuntata alle alte correnti, per cui la ionizzazione, o

moltiplicazione, aumenta all'aumentatore della corrente.

c) Transistore a punte (fig. 4a): è un dispositivo che nel montaggio con base a massa ha un coefficiente di amplificazione di corrente maggiore di 1. Facciamo riferimento al circuito equivalente a T rappresentato in fig. 4b, dove «r_e r_b ed r_c» sono rispettivamente la resistenza dell'emettitore, di base e di collettore ed a_b i_e il generatore di corrente che fa circolare nel collettore una corrente proporzionale a quella d'ingresso (i_e). Questa disposizione mette bene in evidenza la reazione positiva di r_b e della resistenza esterna R_b che si aggiunge in serie alla precedente e che sono la causa della resistenza negativa. Si può dimostrare che la resistenza d'ingresso del circuito, con opportune semplificazioni vale:

$$R_i \simeq r_e + (r_b + R_b)(1 - a_b)$$

e ricordando che a_b è maggiore di 1 ne consegue che la resistenza d'ingresso può diventare negativa se

$$(r_b + R_b)(a_b - 1) \; r_e$$

Si vede quindi che la resistenza negativa è dovuta ad una reazione positiva di corrente tra collettore e base di un transistore che ha un coefficiente di amplificazione di corrente maggiore di 1, e la reazione positiva, a sua volta, è conseguenza del fatto che la i_b ($= i_c - i_e$ perché $a_b > 1$) ha senso opposto a quello nel caso dei transistori a giunzione e crea una polarità (nella resistenza $r_b + R_b$) che rinforza il segnale d'ingresso (vedi fig. 4a)

4. - VANTAGGI DEL DIODO PNPN

Rispetto agli altri dispositivi, il diodo PNPN presenta i seguenti vantaggi:

a) Il passaggio da uno stato all'altro ed il ritorno si effettuano in tempi molto brevi (commutazione off-on in circa 20 ÷ 30 mμsec. commutazione on-off in circa 100 mμsec). In certe applicazioni in cui la velocità è l'elemento fondamentale (amplificazione ad alta frequenza, comando di nuclei di ferrite) il diodo PNPN può anche sostituire i transistori.

b) La potenza elettrica di funzionamento messa in gioco può essere molto debole (inferiore a 20mW); inoltre la dissipazione dipende solo dalla superficie del diodo e dal modo con cui è collegato alla custodia che lo racchiude, quindi la medesima tecnica può essere impiegata per produrre elementi in grado di comandare potenze deboli o forti.

c) È un dispositivo a due terminali e non richiede quindi reoforo di comando con il circuito annesso; lo si può però dotare di un terzo elettrodo in modo da imitare il comportamento del thyratron.

d) Conserva un buon funzionamento a più alte temperature, infatti, essendo costituito generalmente di silicio, può superare i 100 C°.

e) I numerosi lavori che gli sono stati dedicati e l'esperienza conseguita permettono di sperare che diverrà possibile produrlo con caratteristiche fissate in anticipo.

5. - FUNZIONAMENTO DEL DIODO

Il PNPN è un diodo a 4 strati alternativamente di tipo p e tipo n e costituito come in fig. 5a dove si distinguono tre giunzioni: J_1, J_2 e J_3.

Applicando la tensione V come indicato, le giunzioni J_1 e J_3 che vengono chiamate d'emettitore, sono polarizzate in senso diretto, la giunzione centrale J_2, detta di collettore è polarizzata in senso inverso.

Per spiegare il funzionamento, si può considerare il PNPN come costituito da due transistori: uno PNP con un guadagno di corrente a_1 ed uno NPN con un guadagno di corrente a_2, disposti come in fig. 5b e collegati semplicemente con filo (come si vede si tratta dello stesso dispositivo di fig. 5a esistendo tra i due strati centrali un collegamento con resistenza zero). Riferiamoci alla fig. 6 che è la rappresentazione in simboli elettrici del montaggio precedente:

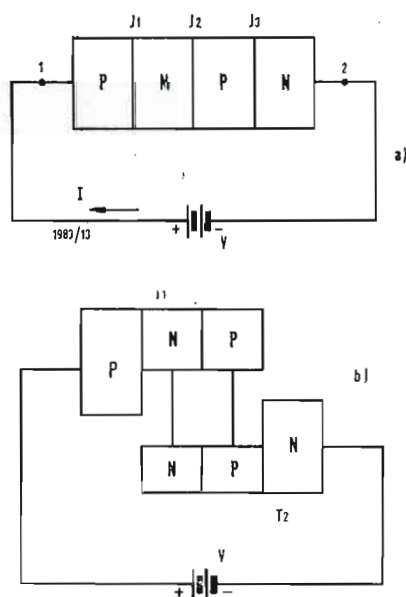



Fig. 5 - Costituzione del diodo PNPN.

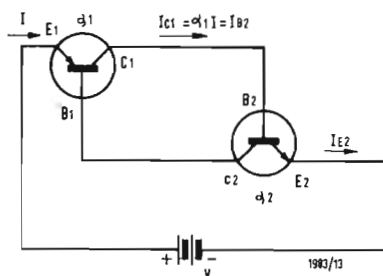



Fig. 6 - Schema elettrico equivalente al diodo PNPN.

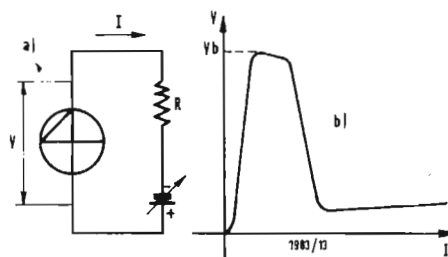



Fig. 7 - a) Circuito per il rilievo della caratteristica del diodo PNPN; b) curva caratteristica tensione-corrente del diodo.

la corrente I che entra nell'emettitore di T_1, esce dal collettore col valore $\alpha_1 I$; si può quindi scrivere:

[1] $I_{C1} = \alpha_1 I = I_{B2}$

questa corrente infatti entra nella base di T_2. La corrente d'uscita dell'intero complesso, cioè la corrente d'emettitore del secondo transistore, sarà:

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = I_{B2} + \alpha_2 I_{E2};$$

per cui

$$I_{E2} (1 - \alpha_2) = I_{B2}$$

sostituendo la [1] si ha:

$$I_{E2} = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_2} I$$

Si vede quindi che con questo dispositivo, la corrente di collettore (I_{c1}) viene moltiplicata per un fattore pari a $\frac{1}{1 - \alpha_2}$, dove α_2 è il fattore di amplificazione di corrente a base comune della struttura NPN sulla destra della figura 6.

Vediamo ora il comportamento del diodo quando è montato in un circuito comprendente un generatore di f.e.m. variabile ed una resistenza; si può così tracciare la caratteristica statica tensione-corrente (vedi fig. 7a-b). Si precisa che, come sarà spiegato in seguito, all'aumentare della tensione, cresce il coefficiente di amplificazione di corrente. Partendo da una tensione bassa ed aumentandola, cresce la corrente ed in proporzione anche il coefficiente di amplificazione di corrente ma il diodo presenta ancora una forte resistenza. La potenza fornita dalla pila si ripartisce in parte sulla resistenza di carico (per un valore pari ad RI^2), ed in parte sul diodo (per un valore uguale a VI), ed il funzionamento è stabile. Quando il coefficiente di amplificazione di corrente totale α_t (*) del dispositivo diventa maggiore di 1, e questo si verifica alla tensione V_b detta «tensione di sblocco», il diodo diventa amplificatore. La corrente tende ad aumentare indefinitamente, determinando un aumento della caduta di tensione nella resistenza di carico, caduta che è compensata da una riduzione della differenza di potenziale ai capi del diodo. La giunzione di collettore, che presentava una resistenza molto grande quando circolava una corrente debole, risulta percorsa da una corrente sempre più intensa, aumentando anche α_t; in questa condizione il diodo assorbe sempre meno potenza alla pila ed il funzionamento del circuito diventa instabile. Bruscamente, per una corrente sufficientemente alta, il diodo fornisce a sua volta energia al circuito anziché assorbirla. Questo significa che il prodotto VI della potenza del diodo, ha cambiato segno (tratto a resistenza negativa) per cui la resistenza R riceve energia sia dalla batteria che dal diodo. Quando finalmente tutta la potenza dissipata dalla resistenza sarà fornita dal diodo, la pila si troverà allora collegata ad un circuito che non le richiede alcuna corrente, e sarà perciò impossibile trovare un regime di funzionamento stabile; la corrente crescerà indefinitamente raggiungendo poi un nuovo regime di funzionamento passando nella regione a bassa resistenza positiva. Questo comportamento richiede, come per tutti i dispositivi a resistenza negativa, una via che permetta ad una parte del segnale d'uscita, di essere nuovamente iniettato all'ingresso. Come si vede infatti in fig. 6 la corrente I_{B2} dà origine sul collettore del secondo transistore ad una corrente $\frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} I_{B2}$ che entra in B_1 uscendo dal collettore C_1 con un valore

$$I_{c1} = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} \cdot \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} \cdot I_{B2}$$

La condizione $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ comporta che l'amplificazione di corrente nel circuito tra B_2, C_2, B_1, C_1 diventi maggiore di 1. Infatti, esprimendo l'amplificazione come rapporto tra la corrente I_{c1} che esce dall'anello di reazione e la corrente I_{B2} che entra nello stesso, si ha, dalla formula precedente

$$\frac{I_{c1}}{I_{B2}} = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{1 - \alpha_2 - \alpha_1 + \alpha_1 \alpha_2} =$$

$$= \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_1 \alpha_2 + [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]}$$

da cui si vede che per $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ si ha:

$$\frac{I_{c1}}{I_{B2}} > 1$$

La corrente circolante all'interno di questo anello, aumenta indefinitivamente, dando origine ad un fenomeno instabile nel passaggio irreversibile tra un punto di funzionamento stabile ad un altro punto di funzionamento stabile.

Un sistema un pò diverso, che illustra bene il funzionamento del diodo, è quello rappresentato nel circuito di fig. 8a che, tradotto in simboli elettrici diventa come in fig. 8b in cui D rappresenta un diodo Zener. La spiegazione del funzionamento si riassume così: si applichi ai morsetti una tensione debole, in modo che lo Zener presenti ancora una resistenza molto elevata. La corrente che circola nel partitore costituito da R_2, D e R_1 è piccola, quindi la tensione ai capi delle resistenze, cioè la polarizzazione tra emettitore e base, è molto bassa e nei due transistori passa poca corrente. Se si aumenta la tensione fino a raggiungere la tensione di Zener, che nel nostro caso corrisponde a V_b, la resistenza del diodo D diventa molto bassa per cui si stabilisce una tensione apprezzabile ai capi dei resistori aumentando considerevolmente la

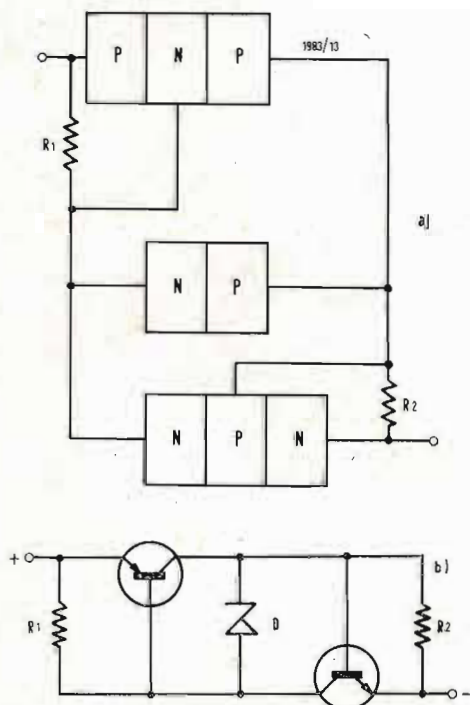



Fig. 8 - a) Costituzione del diodo PNPN; b) schema elettrico equivalente al diodo PNPN.

(*) La definizione coefficiente di amplificazione totale, che approssimativamente si può porre uguale ad α 1 + α 2, è data in seguito (Vedi paragrafo 6).

corrente nei transistori. Il collegamento tra il collettore di un transistore e la base dell'altro, come si è già visto, fa si che la corrente circolante in un transistore tenda a produrre un ulteriore aumento della polarizzazione diretta sulla giunzione d'emettitore dell'altro. Una diminuzione di corrente, al di sotto di un certo valore limite, blocca il diodo Zener, la polarizzazione base emettitore dei due transistori scende ed il dispositivo torna nello stato iniziale. In base alle considerazioni precedenti si può disegnare il circuito equivalente corretto del diodo, come in fig. 9a che, ponendo r_c pari al parallelo di r_{c1} e r_{c2} e sommando i due generatori di corrente, diventa quello in fig. 9b. Le correnti I_{E1} e I_{E2} indicano rispettivamente la corrente di buchi che dal positivo della batteria entra nel terminale 1 e la corrente di elettroni che dal morsetto negativo entra nel terminale 2.

Fig. 9 - Circuiti equivalenti del diodo PNPN.

6. - FUNZIONAMENTO INTRINSECO DEL DIODO

Studiamo ora come si comporta il diodo senza ricorrere a paragoni con circuiti di analogo funzionamento, come abbiamo fatto nel paragrafo precedente, ma prendiamo in esame l'effettivo fenomeno fisico che avviene nel suo interno.

Come abbiamo già detto, applicando la tensione V come in fig. 5a, le giunzioni J_1 e J_3 sono polarizzate leggermente in senso diretto, J_2 nel senso inverso. Si ha quindi una corrente diretta (I) che passa attraverso J_1 e J_3, e naturalmente una uguale corrente inversa deve attraversare J_2. Ora, per J_2 polarizzato inversamente, si ha:

$$I = I\,M_p\,\alpha_1 + I\,M_n\,\alpha_2 + I_{co} \qquad [2]$$

dove α_1 e α_2 rappresentano la frazione di corrente che proveniente da J_1 e da J_3 attraversa J_2 come corrente di portatori minoritari sotto forma di buchi (da J_1) e di elettroni (da J_3). Si noti che i valori degli α dipendono da due fenomeni diversi:

1) data la corrente d'ingresso I_{E1} (fig. 9) una frazione di essa, γ_1, è la corrente di buchi che viene iniettata nella regione n vicina, dove il valore di γ_1 dipende dalla conduttività delle regioni 1 e 2 nonché dalla larghezza della regione 2;

2) a causa della ricombinazione, solo una frazione β_1 di questa corrente di buchi raggiunge la giunzione di collettore;

Così la corrente di buchi che, entrando dal morsetto 1, attraversa la giunzione di collettore è

$$\gamma_1\,\beta_1\,I_{E1} = \alpha_1\,I_{E1}$$

Analogamente, per quanto riguarda α_2, la parte della corrente di elettroni che, entrata nell'emettitore del transistore 2, raggiunge la giunzione di collettore vale

$$\gamma_2\,\beta_2\,I_{E2} = \alpha_2\,I_{E2}$$

Ritornando alla formula [2], M_p ed M_n sono i fattori di moltiplicazione a valanga per i buchi e gli elettroni rispettivamente, che intervengono nel processo a valanga nella giunzione centrale J_2 (vedi paragrafo 7). I_{co} è la corrente inversa che passerebbe in J_2 se fosse polarizzata inversamente ed isolata, cioè con α_1 ed α_2 uguali a zero.

Dalla [2] si ricava:

$$I = \frac{I_{co}}{1 - M_p\,\alpha_1 - M_n\,\alpha_2} = \frac{I_{co}}{1 - \alpha_t} \qquad [3]$$

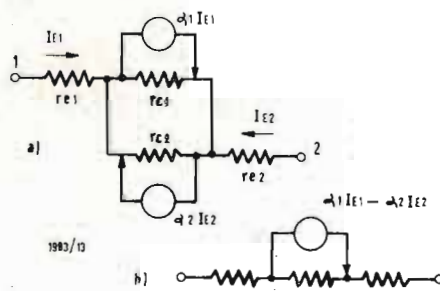
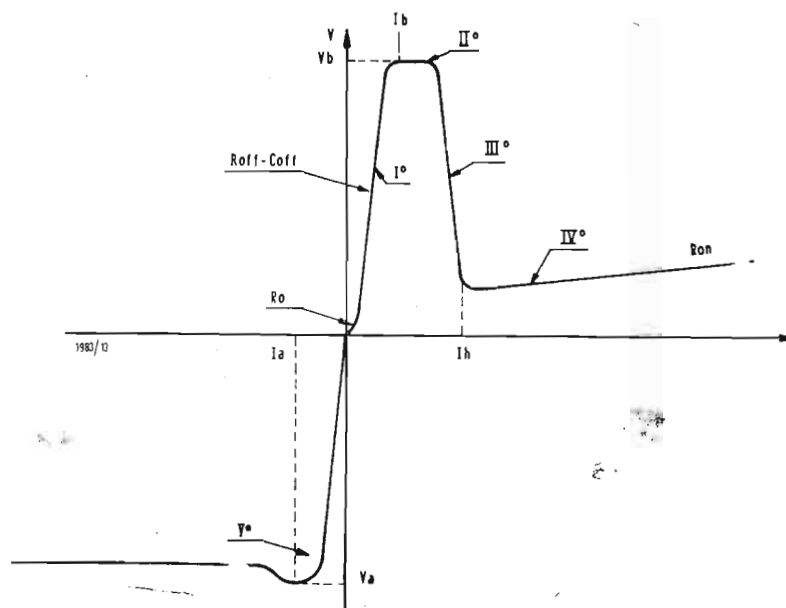



Fig. 10 - Curva caratteristica e parametri.

dove si è posto il coefficiente di amplificazione totale $a_t = M_p a_1 + M_n a_2$.
Si ha la parte ad alta resistenza, o stato « off » della curva tensione-corrente (fig. 10) (regione I°) se l'a_t a bassa tensione e bassa corrente soddisfa alla condizione:

$$a_t = M_p a_1 + M_n a_2 < 1 \quad [4]$$

Si ricorda che per tensioni molto minori di quella di rottura V_d (breakdown) della giunzione centrale (che ha un valore di poco superiore a quello della tensione di sblocco V_b), i fattori di moltiplicazione valgono 1; la [4] si riduce perciò a:

$$a_1 + a_2 \quad 1 \quad [5]$$

In questo caso, la corrente che circola è poco maggiore di I_{co}. Infatti gli ordini di grandezza, considerando il valore di a_t a bassa corrente ($I < 10^{-6}A$) pari a 0,1 ÷ 0,2, sono:

$$I \simeq \frac{I_{co}}{1 - 0,2} = 1,25\ I_{co}$$

Quando però si raggiunge la condizione:

$$a_1 + a_2 \geq 1 \quad [6]$$

la relazione [3] non è più valida, e la corrente che circola è limitata essenzialmente dal circuito esterno. La corrente totale al collettore è uguale alla corrente a ciascuno degli emettitori. Una corrente totale I attraversa ciascun emettitore ed una corrente di $a_1 I$ buchi più $a_2 I$ elettroni raggiunge il collettore. Per mantenere la condizione circuitale che la corrente totale al collettore sia pari ad I, il collettore deve diventare polarizzato in senso diretto in modo da inviare indietro elettroni e buchi negli strati base. Questo implica una caratteristica a bassa impedenza in quanto tutte 3 le giunzioni sono in senso diretto: stato « on » (regione IV). I requisiti del transistor per ottenere la caratteristica tensione-corrente della fig. 10 sono quindi:

$$a_1 + a_2 < 1 \qquad I < I_h$$
$$a_1 + a_2 \geq 1 \qquad I > I_h \quad [7]$$

dove I_h è la corrente di « mantenimento » del diodo nello stato « on » (vedi oltre) ed a_1 e a_2 sono i coefficienti di amplificazione di corrente a tensioni sufficientemente basse in modo che i fattori di moltiplicazione valgano 1.
Le variazioni del coefficiente di amplificazione con la densità di corrente sono ben note ai costruttori, ed è stato quindi possibile progettare e costruire strutture PNPN che soddisfino alla condizione [7]. In fig. 10, quando la tensione ai capi del diodo raggiunge il valore V_b, l'alfa totale ha raggiunto l'unità, in virtù della moltiplicazione a valanga della giunzione di collettore e la correnre comincia ad aumentare (sezione II). Questa è una regione a resistenza leggermente negativa, dove l'alfa totale a bassa tensione è circa 1 in seguito all'accresciuto flusso di corrente; in questa condizione, l'incremento della moltiplicazione a valanga, necessario per mantenere l'alfa totale ad alta tensione al valore 1 diminuisce quindi al crescere della corrente. Si passa quindi una regione di altissima resistenza negativa (regione III) mentre la corrente raggiunge il valore I_h e l'alfa totale a bassa tensione diventa praticamente 1. L'alta resistenza negativa rimane fino a che la giunzione di collettore J_2 comincia ad essere polarizzata direttamente dopodiché si passa in una nuova condizione: per correnti maggiori di I_h, l'alfa totale a bassa tensione è maggiore dell'unità e si ha una piccola resistenza positiva (regione IV).

7. - STUDIO DEI PARAMETRI DELLA CURVA CARATTERISTICA

Dal punto di vista dell'impiego, i parametri di maggior interesse sono (vedi fig. 10):
I_b = corrente di sblocco;
R_{off} = pendenza della sezione I°, caratteristica ad alta impedenza;
R_o = pendenza della sezione I°, nel tratto iniziale, per un valore di tensione molto basso;
V_b = tensione di sblocco;
C_{off} = capacità del dispositivo nello stato off.
V_h = caduta di tensione nella regione on;
R_{on} = pendenza della sezione IV°, caratteristica a bassa impedenza.
I_h = corrente di mantenimento;
V_a = tensione inversa di rottura, regione V°;
I_a = corrente inversa di rottura.
Esaminiamoli separatamente:

I_b e R_{off}:
Sono i meno importanti ai fini del funzionamento.
I_b, a differenza di V_b, è molto variabile (può oscillare da 10^{-2} μA ad 1 ÷ 2 mA) ed è molto difficile da fissare in sede di progetto. Si può solo cercare di ridurla in base a questa considerazione. Per una corrente pari a I_b si ha $a_1 + a_2 = 1$. Se vogliamo una corrente di sblocco piccola, occorre che a_1 e a_2 abbiano già un valore notevole per delle correnti inferiori ad I_b, occorre cioè che la geometria ed i parametri fisici dei due transistori che si suppone costituiscano il diodo siano tali che essi presentino già un guadagno alle deboli correnti (in pratica si richiede una grande durata di vita dei portatori minoritari, ed un piccolo spessore di base). R_{off} ha un valore dell'ordine di $10^9 \div 10^{10}\ \Omega$ per diodi al silicio funzionanti a temperatura ambiente, comunque è così alta che il suo effetto può essere trascurato. Naturalmente al crescere della temperatura, I_b aumenta ed R_{off} diminuisce, ma sotto i 100 °C le variazioni sono trascurabili.

R_o:
È la resistenza per una polarizzazione vicino allo zero, può essere importante

in talune applicazioni, in particolare nella telefonia elettronica. Essa è minore, che nel caso della polarizzazione normale (regione I) ed il diodo presenta una capacità maggiore.

V_b:

La tensione di sblocco è quel valore a cui il prodotto del fattore di moltiplicazione a valanga e del coefficiente di amplificazione di corrente a bassa tensione vale 1, cioè:

$M_p \alpha_1 + M_n \alpha_2 = 1$.

In genere M_p ed M_n sono diversi tra loro, ma per vedere l'effetto qualitativo della moltiplicazione sulla tensione di sblocco, si considerano uguali (condizione che si verifica con buona approssimazione nel caso di un diodo a giunzione singola al silicio) e dati dalla formula

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V}{V_d}\right)^n} \qquad [8]$$

dove n è un parametro funzione della tensione di rottura V_d della giunzione J_2 che varia, nel silicio, da 2 a 3 per una tensione V_d compresa tra 15 e 150 Volt. Quest'ultima tensione può essere fissata al valore voluto agendo sul gradiente di concentrazione delle impurità della giunzione centrale.

C_{off}:

È la serie delle capacità di tutte tre le giunzioni e diminuisce quando si aumenta la tensione. Vale qualche decina di pF, ma può essere diminuita, diminuendo il gradiente di concentrazione delle impurità nella giunzione e diminuendo la superficie del diodo. È molto importante nel funzionamento ad impulsi del diodo (vedi paragrafo 8)

V_h e R_{on}:

La caduta di tensione, anche per correnti rilevanti, può essere inferiore al Volt. La resistenza assume valori variabili da $10^{-2}\,\Omega$ o meno a circa $10\,\Omega$ secondo i tipi, ed il suo valore minimo è praticamente fissato dalla resistenza del contatto metallo-silicio delle due connessioni fisse dei reofori.

I_h:

È, insieme alla velocità di commutazione, il parametro più difficile da calcolare; è determinata dalla densità di corrente alla quale la somma degli alfa a bassa tensione raggiunge l'unità. Essa rappresenta la corrente minima che deve circolare nel diodo nello stato passante affinché si mantenga la conduzione. Può variare da 10 μA a 20 μA o più ed è molto difficile agire su di essa.

V_a e I_a:

Sulla caratteristica inversa fissano tensione e corrente di rottura del diodo, polarizzato in senso contrario.

La tensione V_a è praticamente definita da quella, tra le due giunzioni laterali in cui la tensione di rottura è più alta (può raggiungere i 150 V). La I_a può essere molto piccola (qualche μA). Si nota spesso, su questa caratteristica inversa, una zona più o meno larga, ad impedenza negativa.

Velocità di commutazione:

È legata al valore di I_h. Se la corrente in regime di funzionamento statico raggiunge I_h, il dispositivo passa nello stato on ad una velocità limitata solo dai parametri del circuito esterno. Tuttavia, se il dispositivo viene commutato con un impulso rapido, entra in gioco una corrente capacitiva che influenza il coefficiente di amplificazione di corrente totale, a bassa tensione, aumentandolo, per cui il diodo passa nello stato « on » ad una tensione inferiore a V_b. Inoltre la commutazione in « off », che si ottiene riducendo la corrente totale ad un valore inferiore di I_h, richiede un certo intervallo di tempo durante il quale devono scaricarsi le cariche addensate in eccesso. Quando la densità di carica raggiunge un valore corrispondente ad un $\alpha_t < 1$, il diodo è commutato « off ». La commutazione tra lo stato bloccato e quello passante può avvenire in qualche decina di mμsec. Il passaggio inverso, che dipende dalla corrente I_h può essere minore di 100 mμsec. (vedi paragrafo 8)

8. - VARIAZIONE DI V_b E DEL TEMPO DI COMMUTAZIONE IN FUNZIONE DI VARI TIPI DI FORME D'ONDA APPLICATE

Esaminiamo ora un po' dettagliatamente come si comporta il diodo se viene comandato mediante impulsi, il che è il caso più comune. Nel funzionamento ad impulsi si osserva che la tensione di commutazione è sempre inferiore alla tensione V_{bcc} misurata staticamente, la quale risulta quasi uguale alla tensione di rottura V_d della giunzione centrale. La differenza tra le due tensioni può diventare sensibile se:

a) si aumenta la ripidità del fronte di salita dell'impulso;

b) si aumenta l'ampiezza dell'impulso rispetto alla tensione continua;

c) si diminuisce la frequenza di ripetizione degli impulsi di comando.

1) Sblocco sotto l'azione di un impulso: La tensione di sblocco varia secondo il tempo di salita dell'impulso; a basse velocità di salita, V_b è circa uguale a quelle che si ha sulle caratteristiche statiche (V_{bcc}). Come la velocità di salita aumenta V_b diminuisce fino a raggiungere un minimo (può passare, per esempio, da circa 38 V a 5 V (*) per velocità di salita che variano rispettivamente tra 0,15 a 10 Volt per microsecondo). Per spiegare questo fenomeno ci riferiamo al circuito di fig. 11 che schematizza il PNPN come costituito da tre diodi che rappresentano le giunzioni polarizzate direttamente ed inversamente, ognuno dei quali presenta una capacità che è quella dello strato barriera, dell'ordine di circa 100 pF.

R_s è la resistenza serie totale del circuito comprendendo la resistenza interna del generatore.

Le costanti di tempo dei circuiti relativi a C_1 e C_3 sono relativamente brevi, perché J_1 e J_3, polarizzati direttamente, presentano una bassa resistenza. Applicando un impulso, la corrente necessaria a caricare C_2 passa attraverso J_1 e J_3 ed influenza così i valori di α_1 e α_2. Per basse velocità di salita, questa corrente è piccola per cui α_t ne risente poco e V_b rimane circa uguale a V_{bcc}. Se cresce la velocità di salita, la corrente capacitiva diventa maggiore, aumentando α_1 e α_2, per cui la tensione V_b necessaria per lo sblocco ha un valore minore. Al crescere di R_s, anche V_b sale, questo si spiega considerando ancora la corrente capacitiva, la cui ampiezza è controllata appunto da R_s che agisce sulla costante di tempo di carica del condensatore.

2) Sblocco sotto l'azione di una polarizzazione in corrente continua più un impulso di tensione a tempo di salita fisso.

V_b aumenta al crescere della tensione di polarizzazione V_p, cioè al diminuire dell'ampiezza dell'impulso rispetto alla tensione continua fissa, quindi lo scarto tra V_b e la tensione di polarizzazione V_p diminuisce sempre più all'aumentare di V_p (per esempio da 5V a 0 passando da $V_p = 0$ a $V_p = 40$ V), questo si spiega considerando l'influenza della polarizzazione su M_p ed M_n. Infatti, come risulta dall'equazione [8], al crescere della polarizzazione, aumenta M per cui l'incremento che la corrente capacitiva deve dare al α' ed α_2 per poter raggiungere V_b è minore.

3) Sblocco con un'onda quadra: variazione di V_b in funzione della frequenza di ripetizione degli impulsi.

All'aumentare della frequenza di ripetizione, V_b cresce fino a raggiungere un valore di saturazione circa uguale a V_{bcc}, questo è dovuto alle variazioni sia di M che di α. Alle basse frequenze, il comportamento è analogo al caso di comando con un impulso solo, per cui si ha un'alta corrente capacitiva, dovuta al piccolo tempo di salita della tensione ad onda quadra che fa aumentare α_1 ed α_2 portando al minimo V_b. Per spiegare l'aumento di V_b all'aumentare della frequenza ci riferiamo nuovamente al circuito di fig. 10.

Durante il tempo in cui la tensione applicata sale, partendo dal valore zero, C_2 si carica ad una tensione leggermente inferiore all'ampiezza dell'onda quadra applicata: questo tempo di carica è molto breve, poiché J_1 e J_3 sono polarizzati direttamente (bassa resistenza) dalla tensione applicata. Quando la tensione cade a zero, C_2 non si può scaricare alla stessa velocità con cui si era caricato, poiché ora J_1 e J_3 sono pola-

(*) In quest'ultima condizione, si presume che il diodo si comporti come un semplice condensatore

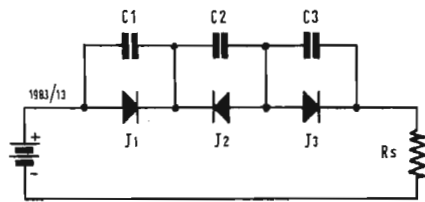



Fig. 11 - Rappresentazione del PNPN: ogni diodo con condensatore indica una giunzione.

Fig. 12 - Variazione della curva con la temperatura.

Fig. 13 - Tracciamento della retta di carico sulla curva caratteristica.

rizzati inversamente (resistenza molto grande) rispetto alla corrente di scarica. La carica si distribuisce allora su C_1 C_2 e C_3 (con J_1 e J_3 polarizzate inversamente).

La costante di tempo per la carica è minore di 0,1 μsec; la costante di tempo per la scarica è dell'ordine di parecchie centinaia di msec. Se la frequenza dell'onda quadra è tale che il tempo di bloccaggio (off) dalla tensione applicata è minore del tempo di scarica delle capacità delle giunzioni, allora sia M che a sono influenzati. Infatti la corrente di scarica capacitiva iniziale tende a diminuire il valore di a, e l'aumento della frequenza dà meno tempo alle capacità di scaricarsi, così l'a_t è veramente diminuito. Invece M aumenta, nel modo spiegato per lo sblocco con polarizzazione in corrente continua, in quando cresce la differenza di potenziale applicata alla giunzione. In funzione della frequenza, a diminuisce più rapidamente dell'aumento di M; la saturazione di V_b al crescere della frequenza si verifica quando l'aumento di M dovuto alla carica su C_2 diventa il fattore predominante nell'equazione [2]

La variazione di V_b con la frequenza può passare da circa 4 V per $f \leq 2$ Hz a una quarantina di V per $f \geq 1$ kHz.

9. - VARIAZIONE DELLA CURVA CARATTERISTICA IN FUNZIONE DELLA TEMPERATURA

L'influenza della temperatura sui parametri caratteristici del diodo è illustrata in fig. 12. Da essa si può osservare che al crescere della temperatura, la tensione necessaria per lo sblocco diminuisce (in modo quasi lineare). Su questo comportamento influiscono due fattori: è noto infatti che V_b dipende da M e da a_t.

Il fattore di moltiplicazione diminuisce leggermente all'aumentare della temperatura, ma la sua variazione è meno importante di quella di a_t. Il coefficiente di amplificazione di corrente totale, invece, cresce all'aumentare della temperatura (in quanto aumenta la lunghezza di diffusione), quindi aumenta il numero di cariche disponibili per l'effetto di moltiplicazione. Questo secondo fenomeno prevale sul primo per cui, a parità di corrente, è sufficiente un M inferiore; il che si raggiunge appunto con un valore minore di tensione di sblocco.

La corrente di mantenimento diminuisce al crescere della temperatura, infatti I_h è il valore di corrente a cui corrisponde $a_1 + a_2 = 1$ e, crescendo a_t con la temperatura, la condizione richiesta si ha per valori minori di I_h.

La resistenza dinamica non subisce invece variazioni notevoli.

10. - UTILIZZAZIONE DELLA CARATTERISTICA DEL DIODO

Nell'uso, il diodo PNPN viene collegato ad una tensione positiva V, minore della sua tensione di sblocco misurata in regime statico, attraverso una resistenza R. La linea di carico corrispondente è tracciata in fig. 13 a tratto continuo. Essa taglia la caratteristica nei punti A, B, e C. I punti A e C rappresentano le condizioni stabili. In A la corrente è bassa e la resistenza è alta cioè il dispositivo è « off ». In C la corrente è alta e la resistenza è bassa, cioè il dispositivo è « on ». Il punto B rappresenta una condizione di instabilità ed è raggiunto solo durante la transizione tra A e C. Per commutare dalla posizione « off » alla « on » si può aggiungere, alla tensione di polarizzazione V un impulso di tensione tale che la tensione totale applicata superi V_b di una ampiezza sufficiente a spostare la retta di carico sulla posizione tratteggiata $A'C'$ e facendo in modo che il dispositivo assuma la condizione « on » rappresentata dal punto C'. Finito l'impulso di comando, il dispositivo rimane nella sua condizione « on » al punto C, che è la condizionestabile più vicina. Per riportarlo « off » occorre che la corrente diventi minore di I_h o riducendo la tensione V, od aumentando R. Per ottenere la retta di carico $A'C'$, occorre applicare una tensione V' data approssimativamente da

$$V' \geq V_b + I_h R$$

In questo modo, se la resistenza di carico è molto elevata, per commutare il dispositivo nello stato « on » occorre un picco di tensione che superi molto V_b.

Questo picco può essere ridotto, shuntando la resistenza di carico con una piccola capacità in modo che l'effettiva impedenza in serie al diodo durante il breve tempo di commutazione sia trascurabile (retta di carico Z' punteggiata).

Il diodo può anche essere commutato da « off » ad « on» introducendo una corrente maggiore di I_b. Come si è detto nel paragrafo 8 è possibile che tale corrente passi con una tensione applicata minore di V_b misurato staticamente.

11. - BIBLIOGRAFIA

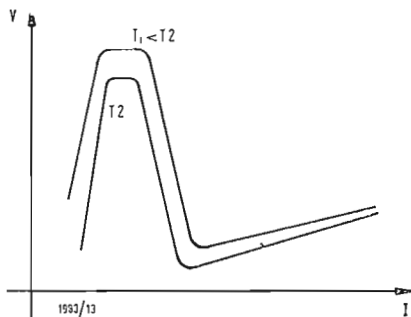
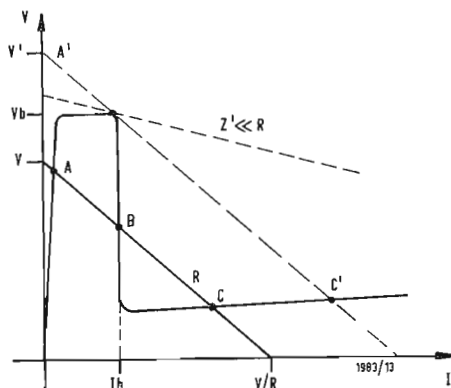
J. Ebers, *Four terminal PNPN transistors*, « Proc. IRE », nov. 1952, pag. 1361 ÷ 64

J. Moll ecc. *PNPN transistor switches*, « Proc. IRE », sett. 1956 pag. 1174-1182.

G. Duffie-W. Chadwell, *An investigation of the dynamic switching properties of 4 - layer diodes*, « Communication and Electronics », marzo 1960 pag. 50 ÷ 53.

M. Chappey, *La diode PNPN*, « Onde Electrique », febbr. 1961, pag. 99 ÷ 113

Falzone Muzii, *Studio sperimentale dei diodi PNPN al silicio come dispositivi interruttori per commutazione elettronica* « NRN », gennaio-aprile 1961 pag. 64.

W. Flood, W. Deller, *The PNPN diode as a cross-point for electronic telephone exchanges*, « Proc. IRE », 1961 vol. 108 parte B.

A

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV GBC UT89B - 89H - 103B

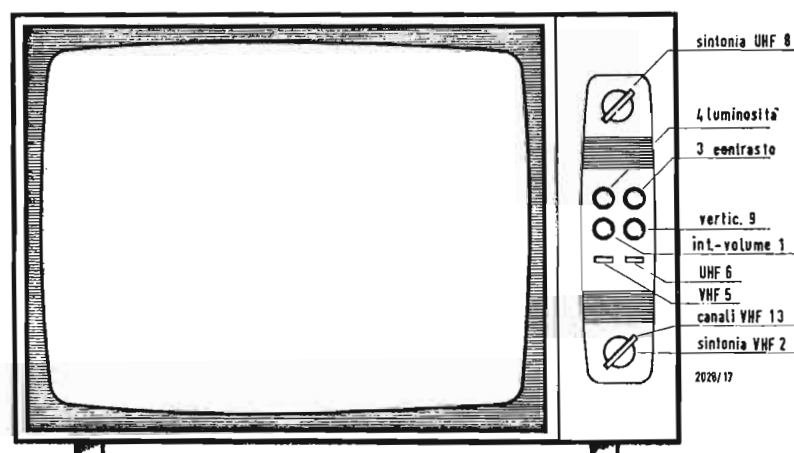



Fig. 1 - Disposizione dei comandi frontali.

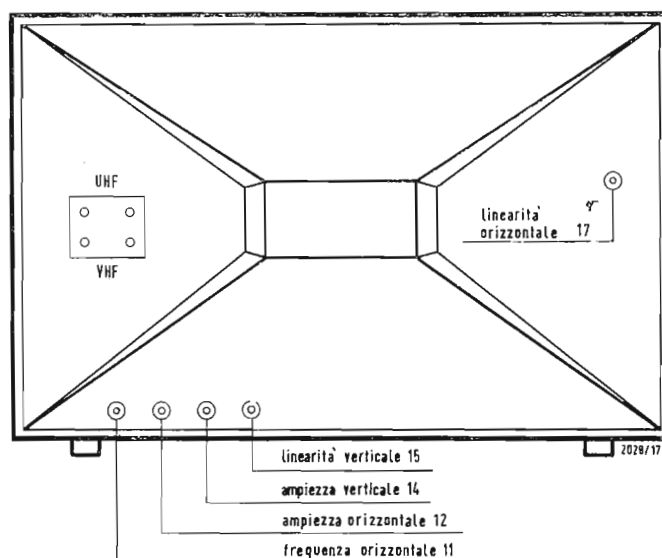



Fig. 2 - Disposizione dei comandi posteriori.

1. - CARATTERISTICHE

I televisori UT/89B, UT/89H «*SHORT III*» e UT/103-B «*INFORMER III*» il cui schema è riportato nella rubrica *Archivio schemi*, sono costruiti dalla ditta GBG. Le caratteristiche principali sono le seguenti:
Cinescopio da 19″ con protezione per i primi due tipi, e cinescopio da 23″ con protezione «black rose» in resina acrilica per l'ultimo tipo. Due sintonizzatori distinti per i canali VHF e UHF. Il numero delle funzioni di valvola è di 34. Comandi frontali. Chassis ribaltabile, realizzato su circuiti stampati e in modo da consentire una perfetta dissipazione del calore ed una facile ispezione di ogni organo la qualcosa facilita enormemente il compito del tecnico-riparatore.

2. - VALVOLE USATE

PC97, PCF801, PC88 (V_{801}), PC86 (V_{802}) gruppi VHF e UHF; V_{201} = 6DT6, rivelatrice audio; V_{202} = 9AQ5, finale audio; V_{301} = EF183, prima amplificatrice media frequenza; V_{302} = EF184, 2° amplificatrice media frequenza; V_{303} = PCL84, finale video e preamplificatrice audio; V_{304} = AW59-91 o 23AXP4 cinescopio 23″ 110″ per 16A1, 16A2, 16A5 e AW47-91, cinescopio 19″ 110°, per 16A3, 16A4 e 16A6. V_{401} = PCL85, oscillatrice e finale verticale; V_{501} = PCF80, separatrice CAG; V_{502} = 12CG7, oscillatrice di riga; V_{601} = PL500, finale di riga; V_{602} = PY88, damper; V_{603} = DY87, rettificatrice EAT.

Fig. 3 - Circuiti di disaccoppiamento.

Fig. 1 - Iniettore del segnale.

Fig. 5 - Sviluppo e quote dell'iniettore del segnale.

3. - NOTE GENERALI

L'impedenza di ingresso è di 75 Ω. Qualora siano usate delle linee di discesa aventi impedenza diversa è necessario usare un adattatore di impedenza. L'alimentazione è prevista per reti a 220 V.

4. - COMANDI PRINCIPALI

(figure 1 e 2). La manopola ON se girata in senso orario consente di accendere il televisore (1): essa consente pure la regolazione del volume dell'audio. Il tasto (5) serve per la ricezione del programma VHF e naturalmente entra in funzione schiacciandolo. Il tasto (6) comanda invece la ricezione relativa il programma UHF. La scelta dei vari canali VHF si effettua ruotando la manopola (13) contrassegnata con la lettera *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, *G*, *H*, corrispondenti ai vari canali televisivi. La manopola (2) ha il compito di consentire la regolazione fine della ricezione VHF. La regolazione del contrasto, alfine di ottenere un esatto rapporto fra gli elementi bianchi e quelli neri dell'immagine, si ottiene agendo sulla manopola (3) ed anche sulla manopola (4), relativa il comando di luminosità.

La manopola (8) serve per la ricezione dell'emittente desiderata nei canali UHF. Gli altri comandi assolvono ai seguenti compiti:

(9) Sincronismo verticale; (11) Sincronismo orizzontale; (14) ampiezza verticale; (17) linearità orizzontale; (12) ampiezza orizzontale; (15) linearità verticale;

5. - TARATURA

5.1. - Allineamento della frequenza intermedia video

Sono necessari i seguenti strumenti: 1°) Oscilloscopio calibrato a 3 V pp. 2°) Alimentatore per tensione di polarizzazione — 3 V cc. 3°) VTVM. 4°) Generatore a punti. 5°) Generatore sweep.

Operazioni di allineamento.

a) inserire un circuito di disaccoppiamento costituito da una resistenza da 47.000 Ω e da un condensatore da 270 pF in serie al punto V di figura 3. L'oscilloscopio e il VTVM dovranno essere collegati al punto di giunzione fra il condensatore e la resistenza. *b*) Portare il tuner sul canale 12, sintonizzato al centro con la tastiera in posizione VHF. *c*) Inviare il segnale del generatore a punti sulla valvola convertitrice per capacità, tramite lo schermo di cui alle figure 4 e 5 inserito sulla valvola dal lato pentodo. *d*) Collegare il terminale positivo del generatore di polarizzazione a massa e quello negativo al CAG IF, RF.

L'allineamento dovrà essere effettuato nel seguente modo, tenendo presente che la lettura al VTVM dovrà essere compresa fra 1,5 e 2,5 V, sopra il residuo.

1. Con frequenza 40 MHz, regolare la trappola suono per la minima lettura sul VTVM. Il nucleo si trova al disopra della bobina input.
2. Con frequenza 44.9 MHz. Regolare la bobina di placca mixer fino ad ottenere la massima lettura (sempre sul VTVM).
3. Frequenza 40,8 MHz. Regolare la bobina input del 1° trasformatore MF per la massima uscita. Il nucleo è situato sotto il lato PCB.
4. Ripetere le operazioni 2° e 3°.
5. Frequenza 41,25 MHz. Regolare la bobina del 2° trasformatore MF per la massima lettura (nucleo nella parte inferiore PCB).
6. Frequenza 44,75 MHz. Regolare la bobina del 2° trasformatore MF per la massima lettura. (Il nucleo si trova sopra la parte dei componenti).
7. Ripetere le operazioni 5 e 6.
8. Frequenza 43,2 MHz. Regolare la 3ª bobina del trasformatore MF sempre per la massima lettura (Nucleo situato sotto nella parte PCB).
9. Frequenza di 42 MHz. Regolare la bobina del 3° trasformatore di MF per la massima frequenza (nucleo situato sopra il lato dei componenti).
10. Collegare lo Sweep, predisposto per la MF video, al posto del generatore a punti.
11. Regolare l'uscita dello Sweep in modo da avere un uscita di 3 Vpp.
12. Regolare leggermente l'input del trasformatore 3° di MF fino ad ottenere una curva simile a quella di figura 6.
13. Portare la portante video a ± 6 dB, ritoccando la bobina relativa la prima MF.
14. Togliere lo schermo alla valvola mixer e rimettere a suo posto lo schermo normale.
15. Portare la tastiera nella posizione di UHF.
16. Inserire il generatore a punti sul *Test point*, secondo le modalità indicate in figura 7.
17. Frequenza 44,5 MHz. Regolare la bobina di placca della valvola PC86 in modo da ottenere la massima lettura al VTVM.
18. Frequenza 39 MHz. Regolare la bobina d'ingresso UHF che si trova sul tuner VHF sempre per la massima lettura al VTVM.
19. Ripetere le due ultime operazioni.
20. Sostituire il generatore a punti con lo Sweep regolando l'uscita in modo da avere una curva di 3 Vpp come è visibile in figura 6.
21. Per correggere la curva occorre ritoccare soltanto la bobina di placca della valvola PC86 e la bobina di ingresso sul tuner VHF.

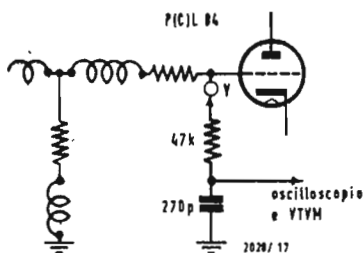
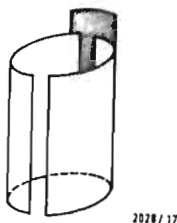
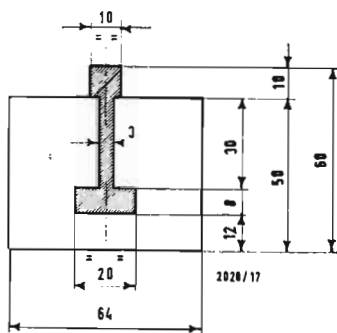
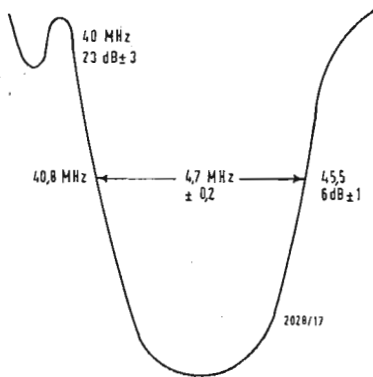



Fig. 6 - Curva di media frequenza.

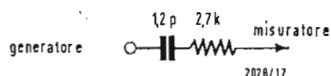



Fig. 7 - Dispositivo di accoppiamento del generatore al test point.

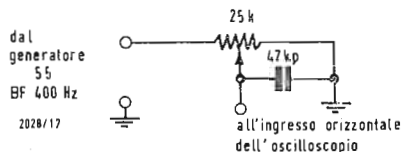



Fig. 8 - Circuito di connessione del generatore 5,5 MHz mod. a 400 Hz.

5.2. - Allineamento della radio frequenza e curva totale

Per eseguire tali operazioni è necessario disporre di un generatore Sweep per i canali italiani con marker sulle portanti, di un oscilloscopio calibrato per 3Vpp e di un alimentatore per polarizzazione — 3VCC — 1VCC.

Operazioni preliminari: *a*) Inserire un disaccoppiatore come indicato in figura 3. *b*) Ruotare il tuner VHF sul canale più alto con la tastiera in posizione VHF. *c*) Inviare all'antenna il segnale dello Sweep VHF, tramite un adattatore nel caso lo Sweep non disponga di uscita a 75 Ω. *d*) Collegare a massa il terminale positivo dell'alimentatore di polarizzazione ed il terminale negativo — 3 V sul CAG MF ed il — 1 V, sul CAG RF.

Allineamento VHF: Iniziando dal canale più alto; regolando l'uscita dello Sweep per una figura, 3 V_{pp}, accertarsi che la portante video possa andare a 6 dB e che ruotando la sintonia fine, possa scorrere almeno dal 20% all'80%. Successivamente si eseguiranno le seguenti operazioni:

a) Comando di contrasto al massimo, *b*) comando di volune al minimo, *c*) tastiera in posizione VHF, *d*) tuner commutato sul canale più alto, *e*) l'ingresso dell'oscilloscopio deve essere collegato al capo alto del potenziometro di volume, *f*) l'ingresso dell'asse orizzontale dell'oscilloscopio deve essere collegato, tramite il regolatore di fase, all'uscita a 400 Hz del generatore, *g*) inviare un segnale a 5,5 MHz, tramite un condensatore da 4700 pF alla griglia controllo della valvola P(C)L84, piedino 8, *h*) collegare il voltmetro a valvola al catodo del cinescopio.

1. Uscita del generatore a 0,1 V. Regolare la trappola a 5,5 MHz (primario della bobina prelievo suono, nucleo alto) per la minima lettura del voltmetro a valvola. Le operazioni dovranno essere iniziate con il nucleo completamente estratto.

2. Staccare il voltmetro a valvola ed il rivelatore.

3. Generatore sempre a 0,1 V. Allineare la bobina di quadratura sul secondo punto di accordo (nucleo vicino al PCB) per la massima uscita, cioè in modo da ottenere la massima lunghezza della traccia diagonale sul tubo dell'oscilloscopio.

4. Ridurre l'uscita del generatore al disotto del limite di funzionamento del circuito (breakout) come da figura 10.

5. Regolare la bobina interstadio (al primo punto di accordo partendo dal PCB) fino ad ottenere il breakout centrato sulla traccia diagonale. Durante questa operazione l'uscita del generatore può essere variata.

6. Allineare il secondario della bobina di prelievo (nucleo vicino al PCB) al primo punto di accordo, partendo dal PCB, per la massima ampiezza della traccia. L'uscita del generatore do-

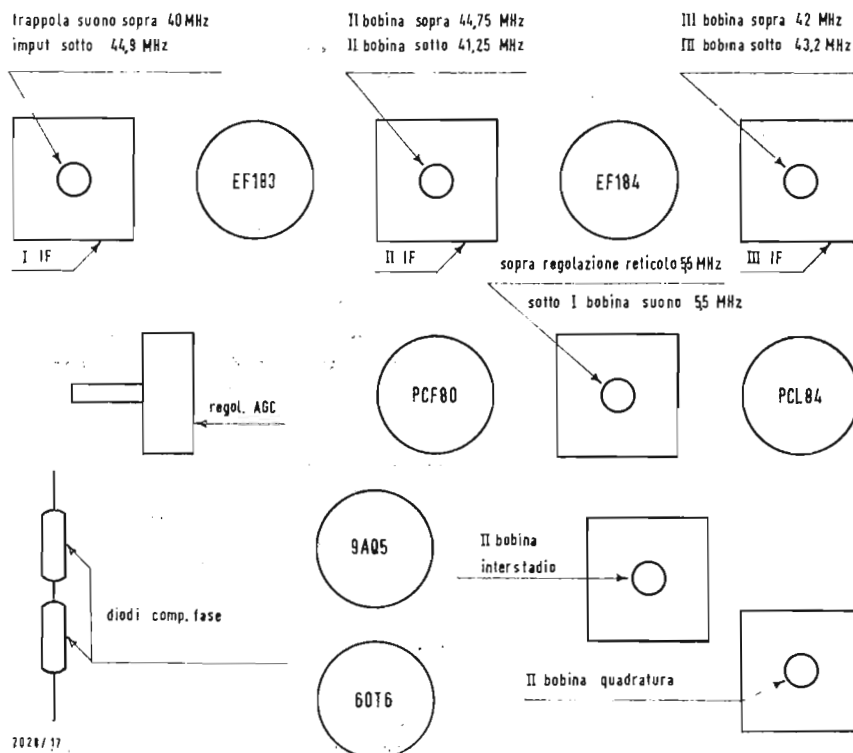



Fig. 9 - Disposizione di tubi e bobine e relative frequenze di taratura.

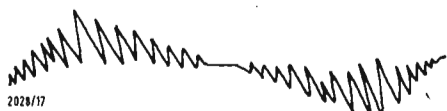



Fig. 10 - Limite di funzionamento del breakout.

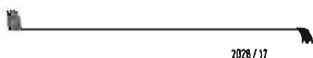



Fig. 11 - Centratura del breakout.

Fig. 12 - Segnali di sincronismo.

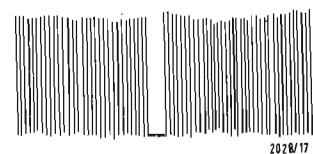



Fig. 13 - Segnali di sincronismo.

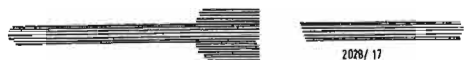



Fig. 14 - Blocchi di sincronismo verticale.

vrà essere variata in modo da mantenere il breakout visibile sulla traccia.
7. Ripetere l'operazione 3.
8. Se è opportuno, ritoccare il nucleo della bobina interstadio ed il nucleo della bobina di prelievo, per ottenere il breakout centrato sulla traccia come da figura 11.

5.3. - Messa a punto del circuito CAG

Per eseguire tale messa a punto è necessario disporre di un oscilloscopio, di un generatore di monoscopio con uscita di almeno 0,1 V e di un tubo RC. La tensione deve essere regolata a 220 V. Collegare il segnale a RF ai terminali di antenna e sintonizzare il televisore in modo da ottenere la migliore immagine possibile. Collegare l'oscilloscopio all'anodo della valvola separatrice (piedino 1 della PCF 80). Contrasto e luminosità al massimo.
1. Ruotare il comando CAG fino ad osservare sull'oscilloscopio i segnali di sincronismo come da figura 12.
2. Ruotare il comando CAG fino a che i segnali assumano la forma indicata in figura 13 quindi proseguire la rotazione per circa 20°.
3. Interrompere il segnale. L'immagine dovrà ritornare immediatamente in sincronismo (ciò si deve notare per ambedue i sincronismi, cioè quello orizzontale e quello verticale).

5.4. - Allineamento MF suono

Questo allineamento deve essere effettuato dopo aver sintonizzato il televisore con la stazione locale durante l'emissione del monoscopio e dopo circa 15 minuti di funzionamento. Portare il contrasto al massimo.
1. Regolare il nucleo della bobina di quadratura fino a portarla nella posizione più vicina al circuito stampato.
2. Portare il contrasto al minimo ed attenuare il segnale in antenna fino ad udire il caratteristico soffio sulla nota emessa dalla trasmittente. *Questa operazione può essere eseguita staccando il cavo di discesa dai terminali ed avvicinandolo a questi ultimi, fino ad ottenere una intensità di soffio tale che consenta la taratura.*
3. Regolare la bobina interstadio per il minore soffio sovrapposto alla nota partendo dal nucleo in posizione esterna ed allineando il primo punto di accordo.
4. Allineare la bobina suono partendo dalla posizione più vicina al circuito stampato e regolando per il minimo soffio sovrapposto alla nota.
5. Regolare il televisore per la migliore ricezione. Tarare nuovamente la bobina di quadratura solo nel caso in cui il suono risulti ancora distorto. In tal caso è necessario ripetere le operazioni 3, 4, e 5.

5.5. - Allineamento degli stadi di sincronismo

Per eseguire tale operazione è necessario che la stazione locale emetta il monoscopio. Regolare il contrasto e la luminosità per una immagine media.

5.6. - Oscillatore di riga:

a) Mettere in corto circuito i capi della bobina volano L. *b*) Collegare a massa la griglia della prima sezione della valvola 12CG7 oscillatrice di riga, piedino 2. *c*) Regolare il potenziometro di centraggio della frequenza orizzontale in modo tale che il circuito oscilli alla frequenza esatta (il monoscopio dovrà trovarsi al centro dello schermo con tendenza ad uscire dai due lati). *d*) Togliere il cortocircuito della bobina volano e regolare il relativo nucleo in modo che il circuito oscilli alla frequenza esatta. L'allineamento deve essere effettuato al secondo accordo estraendo il nucleo. *d*) Togliere il collegamento fra griglia e massa. Interrompere il segnale di antenna agendo sul commutatore di canali. L'immagine dovrà ritornare immediatamente in sincronismo.

5.7. - Allineamento sezione orizzontale

Per effettuare un perfetto centraggio ed una buona linearità orizzontale è necessario servirsi di una dima trasparente che indichi le due mezzerie del cinescopio.
a) Accertarsi che l'oscillatore di riga sia tarato in modo perfetto. Ciò può essere conseguito regolando la frequenza verticale in modo tale che il monoscopio sia sincronizzato fuori fase e si vedano i blocchi di sincronismo verticale come in figura 14. *b*) Sincronizzare l'immagine e regolare i centratori orizzontali e verticali in modo che il cerchietto centrale del monoscopio venga a trovarsi al centro del cinescopio. *c*) agire sul regolatore di linearità in modo che il cerchio maggiore sia equidistante rispetto ai bordi destro e sinistro del monoscopio. *d*) ripetere le due ultime operazioni sino ad ottenere il migliore risultato possibile.
Regolazione dell'ampiezza orizzontale: *a*) Regolare il comando di ampiezza orizzontale per ottenere una scansione del 110% corrispondente a 14 barre e mezzo.

5.8. - Regolazione sezione verticale

Centraggio verticale: *a*) Regolare la linearità e l'ampiezza in modo da ottenere un monoscopio il più rotondo possibile. *b*) Agendo sui centratori verticali abbassare il monoscopio a circa 20 mm rispetto al bordo superiore del cinescopio come da figura 15. *c*) Misurare l'altezza della zona di spegnimento, visibile in alto quando si alza la luminosità. X dovrà corrispondere alla metà di questo valore (esempio altezza 12 mm, $X = 6$ mm). *d*) Diminuire la luminosità e bloccare l'oscillatore di quadro e spostare, agendo sui centratori la linea orizzontale di X mm più alta rispetto al centro del tubo. Con-

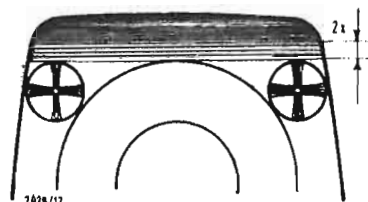



Fig. 15 - Bordo superiore del cinescopio.

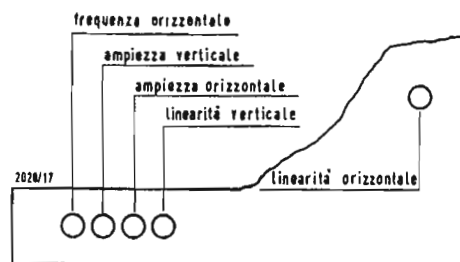



Fig. 16 - Disposizione dei comandi posteriori.

trollare che tale linea sia perfettamente parallela rispetto alla mezzeria orizzontale del cinescopio. In caso contrario portarla in tali condizioni agendo sul giogo. *e*) Rimettere in funzione l'oscillatore di quadro. Il monoscopio è centrato nel senso verticale. Accertarsi che eseguendo le suddette operazioni non si sia scentrato il giogo nel senso orizzontale.

Regolazione ampiezza e linearità verticali: *a*) Controllare che il giogo sia centrato in senso verticale. *b*) Regolare la linearità e l'ampiezza verticale in modo tale che il bordo interno del cerchio maggiore del monoscopio sia tangente ai bordi superiore ed inferiore del tubo (scansione = 104%).

Règolazione centratori, linearità e ampiezza verticali. *a*) Il seguente metodo, pur essendo meno preciso, può essere seguito qualora si desideri semplificare le operazioni di regolazione. Il tecnico dovrà però controllare che i risultati ottenuti siano molto vicini a quelli conseguibili seguendo il metodo indicato più sopra. *a*) Regolare alternativamente i centratori ed i comandi di linearità ed ampiezza verticali, in modo tale da ottenere il monoscopio più lineare possibile. Il cerchietto centrale del monoscopio dovrà trovarsi al centro del tubo ed i bordi interni del cerchio maggiore dovranno essere tangenti ai bordi superiore ed inferiore del cinescopio. *b*) Sincronizzare il verticale fuori fase e controllare che la barra nera orizzontale sia parallela alla mezzeria orizzontale del ciescopio In caso contrario correggere ruotando il giogo. *A.*

Una rassegna dei metodi moderni di indagine da terra delle caratteristiche della ionosfera

In occasione del X Congresso internazionale di elettronica, il Prof. M. Boella e i Dott. C. Cugiani e R. Zich hanno svolto una relazione sui moderni metodi di indagine da terra delle caratteristiche della ionosfera.

Si pone in rilievo nella relazione che, accanto alle determinazioni dirette delle caratteristiche fisiche della ionosfera mediante razzi, promosse con l'Anno Geofisico Internazionale — 1958, si sono sviluppati negli ultimi anni speciali metodi di indagine da terra mediante radioonde, i quali si affiancano ai sondaggi da terra mediante ionosonde del tipo classico, per superarne le limitazioni, integrarne i risultati e aiutare a risolvere difficoltà che si hanno nella loro interpretazione. Fra questi nuovi metodi di indagine sono da annoverare le ricerche sulla fisica delle regioni alte della ionosfera, condotte con tecnica «radar» da alcune Università americane, come il M.I.T., la Stanford, la Cornell, e dal National Bureau of Standards: il particolare rilievo sono il grandioso impianto, già funzionante, del National Bureau of Standards presso Lima in Perù, e quello non meno grandioso della Cornell nell'isola di Porto Rico, in corso di ultimazione.

Queste ricerche sfruttano un effetto di retrodiffusione quasi incoerente per parte degli elettroni, dovuto a turbolenze della densità elettronica; una variante è rappresentata dal progetto in corso di attuazione per parte del C.N.E.T. in Francia, il quale intende sfruttare una diffusione laterale, con una tecnica alquanto diversa. Altro campo di ricerche moderno e interessante è quello dello studio delle regioni più basse della ionosfera ed è attualmente affrontato, pure con mezzi notevoli, dal Defence Research Board del Canada, con una tecnica di sondaggi verticali impulsivi su frequenze fisse, sfruttante la parziale riflessione delle onde per il gradiente dell'indice di rifrazione e il diverso assorbimento di onde polarizzate circolarmente nei due sensi.

Queste basse regioni della ionosfera sono oggetto di particolare interesse perchè sono la sede principale dell'assorbimento delle radioonde usate nei radiocollegamenti e la difficile tecnica delle misure di assorbimento, con metodi vari e tuttora in fase di evoluzione, è caldamente raccomandata dagli organismi scientifici internazionali. *(i. s.)*

Collegamento via « Syncom II » con una nave in movimento

Il primo esperimento di trasmissione radio-telegrafonica via satelliti ripetitori nello spazio con una nave in movimento si è concluso positivamente. Una stazione fissa a Fort Dix, nel New Jersey, è riuscita a collegarsi via « Syncom II » con la stazione impiantata sulla nave « Kingsport », in navigazione a circa 65 chilometri ovest di Lagos (Nigeria).
Sebbene la nave fosse in quel momento tutt'altro che stabile per le condizioni del mare, l'antenna a bordo è rimasta automaticamente collegata con il veicolo spaziale a circa 36.000 chilometri di altitudine, consentendo un collegamento diretto telefonico e per telescrivente con la stazione di Fort Dix.
Il « Syncom II » ha anche portato a termine un altro esperimento, collegandosi con la nave idrografica « Geronimo », attualmente impegnata in una campagna oceanografica nel golfo di Guinea, per ritrasmettere i dati da essa raccolti, via nave-appoggio « Kingsport », al Centro Nazionale Dati Oceanografici di Washington. *(u. s.)*

L'oro è un superconduttore a bassissima temperatura?

Sino ad oggi, il fenomeno della superconduttività elettrica non era mai stato riscontrato nel rame, nell'argento o nell'oro e, pertanto, gli scienziati erano giunti alla conclusione che il fenomeno in questione potesse essere ottenuto solo in un certo numero di metalli.
Un gruppo di fisici dell'Università di California ha ora raccolto in un laboratorio di San Diego indizi eloquenti sulla possibilità di ottenere la superconduttività nell'oro, ove si riesca a raggiungere una temperatura sufficientemente bassa. I dottori Gustav Arrhenius, J. Raub, David C. Hamilton e Bernd T. Matthias hanno scoperto, infatti, che una lega aurea composta da una parte di bario e cinque d'oro diviene superconduttrice a 272 gradi centigradi sotto zero.
Nel riferire in merito alle esperienze svolte sull'organo dell'Istituto Americano di Fisica « Physical Review Letter », il dr. Matthias ha rilevato che il gruppo ha dovuto ricorrere a leghe auree invece del metallo puro, dato che le temperature alle quali l'oro potrebbe diventare superconduttore sono troppo basse perché si riesca a raggiungerle con criostati ordinari.
Oltre il 50% degli elementi metallici perde qualsiasi resistenza al passaggio di corrente elettrica quando viene raffreddata a temperature criogeniche, ossia inferiori a 252°C sotto zero. Ad esempio, l'alluminio, un ottimo conduttore a temperature più elevate, aumenta la sua conduttività più di 10 miliardi di volte quando viene portato a temperature criogeniche. *(u. s.)*

Desalinizzazione come sottoprodotto dell'elettricità

La Westinghouse Electric International Company costruirà nelle Canarie per conto della Termoelectrica de Lanzarote una centrale termoelettrica abbinata ad un impianto di desalinizzazione, che sfrutterà il calore residuo del vapore adoperato nei turboalternatori per produrre acqua pura.
La centrale elettrica comprenderà due turbogeneratori da 750 chilowatt, mentre l'impianto di desalinizzazione disporrà di un evaporatore istantaneo in grado di produrre dal mare quasi due milioni e mezzo di litri d'acqua pura al giorno, destinata alla normale rete di distribuzione e in parte ad usi agricoli ed industriali. La centrale elettrica sarà in funzione entro la fine di aprile del 1964. *(u. s.)*

I microrelé ad innesto D.F.G. per le notevoli prestazioni, la facile intercambiabilità ed il costo limitato, hanno incontrato il favore della maggioranza dei tecnici italiani.
I microrelé di normale produzione sono equipaggiati con 2 o 4 contatti in commutazione, aventi le seguenti caratteristiche:
Corrente max. commutabile: 1 A non induttivo; Tensione max. commutabile: 100 V; Potenza commutabile: 30 W; Vita media dei contatti: 10- azionamenti; Frequenza di manovre: 70 azionamenti/sec.
La resistenza delle bobine può essere, a richiesta, da 25 a 5800 ohm.
La D.F.G. (Deutscher Fernsprecher Gesellshaft m.b.h.) è rappresentata in Italia dalla società Bay & C. s.p.a., Milano.

Antenne circolari basse al posto di antenne alte a torre

La Northrup Corporation ha ideato e realizzato un'intera gamma di antenne circolari per le più svariate applicazioni nelle radiocomunicazioni che, pur essendo sino a trenta volte più basse delle normali antenne verticali a torre, sono altrettanto efficienti.
Secondo le applicazioni cui sono destinate, sono state realizzate antenne circolari da appena 15 centimetri di diametro ad oltre un chilometro e mezzo, e da 5 centimetri di altezza a 90 metri.
Antenne circolari di 30-90 metri di altezza sono in grado di assolvere gli stessi compiti di antenne a torre di oltre 300 metri. Contrariamente alle antenne verticali, quelle circolari sono di più facile ed economica manutenzione e meno vulnerabili al vento e pericolose per i velivoli che passano a bassa quota.
Per le autovetture e gli autocarri la Northrup ha costruito antenne circolari di 90 centimetri di diametro e 10 di altezza per l'impiego su autovetture, autocarri, treni ed altri veicoli. Caratteristica precipua di questo tipo di antenna è la grande rigidezza, la mancanza di vibrazioni e minore vulnerabilità.
L'applicazione più impegnativa tra quelle allo studio è la sistemazione di un'antenna anulare di soli 150 centimetri su una nave, attualmente in cantiere per l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA), e destinata al recupero in mare degli astronauti dopo i voli spaziali. L'antenna, che consiste di tre tubi circolari concentrici che vanno da 91 centimetri a 10 metri e mezzo di diametro, sarà in grado di svolgere il suo compito con un'efficienza comparabile a quella di un'antenna a torre di 36 metri di altezza. *(u. s.)*

dott. ing. Antonio Contoni

Amplificatore stereofonico integrato X100 Fisher*

L'ANNO SCORSO Avery Fisher celebrava il suo 25° anniversario come progettista e fabbricante di apparecchiature di alta fedeltà. Quando egli aprì la sua prima vetrina nella 21ª strada West, a New York, nel 1937, gli entusiasti della registrazione e della riproduzione del suono di alta qualità, esistevano in quella zona, è vero, ma sparpagliati qua e là, e le fonti di buoni programmi erano parimenti limitate.

Oggi il sogno di quei pochi è sfociato in una passione per la vasta schiera di tutti gli audiofili del mondo e Mr. Fisher dirige la FISHER RADIO CORPORATION e le sue grandi fabbriche in New York, in Pennsylvania e nel New Jersey. L'ultima fabbrica sorge su venti agri a Fisher Park, Milroy, in Pennsylvania.

Ad onta di tutte le sue responsabilità e del suo lavoro, il signor Fisher rimane una delle personalità più accessibili nel mondo audio. La sua base è costituita dalla musica e dai grammofoni, come suo padre Carlo Fisher che era proprietario di una delle più vaste collezioni di primitivi fonografi acustici e grammofoni negli Stati Uniti.

Il giovane Avery era stato avviato allo studio del violino nei suoi verdi anni; oggi egli è un valente violinista e la casa Fisher è sede regolare di concerti di musica da camera, dove egli suona come primo o secondo violino. Un altro argomento che lo interessa, e per il quale egli è riconosciuto come un'autorità, sono le edizioni di libri e tipografiche. Avery Fisher iniziò la sua carriera audio professionale, similmente a molti altri aventi questa vocazione, esercitandosi a progettare apparati audio e radio, così che poteva godere la musica riprodotta nel miglior modo, qualunque ne fosse la fonte. I suoi sforzi nel 1937 arrivarono a comprendere amplificatori con tubi di potenza a fascio, controreazione, contenitori acustici per altoparlanti (schermi acustici infiniti e bass reflex) e capsule fonografiche magnetiche. Egli fu tra i primi a produrre un sintonizzatore RF di alta qualità avente un vasto campo di accordo per fornire la massima fedeltà.

Fra le 50, o giù di lì, pietre miliari attribuite al Fisher vi sono un espansore dinamico di campo con reazione (1948); un sintonizzatore MF MA con amplificatore di ingresso cascode (1953); controllo pilota audio diretto delle testine dei magnetofoni con preamplificatore autoalimentato (1955); il dispositivo di riverberazione dinamico spaceexpander Fisher (1960); unità multiplex con « radiofaro stereo » e commutazione automatica, mono a stereo (1961); scatola di montaggio per sintonizzatore MF con misuratore separato per l'accordo e indicatore separato a raggi catodici per radiodiffusione stereofonica (fascio stereo); nel 1960 la Smithsonian Institution a Washington, D.C., accettava per la sua collezione, i radiofonografi di alta fedeltà americani fabbricati commercialmente per primi dal Fisher nel 1937.

Il posto di Avery Fisher nella sala audio della fama è assicurato. Gli autori di questo articolo non si sono mai incontrati con Avery Fisher (sebbene siano stati in corrispondenza per lunghi anni

(*) *Da «Rapporto sulle apparecchiature»* di D. W. ALDOUS D. PHILIPS e F. ROBERTS *Audio* and *Record Review*, luglio 1963. Rappresentato in Italia dalla Ditta LARIR - Milano

con lui), ma la sua fama di uomo audio è così vasta, che è come se lo conoscessero personalmente. Analogamente ai migliori progettisti audio inglesi, egli combina gli interessi musicali con la tecnologia, e ciò cominciò a fare inizialmente per passione!

Tenendo presenti tutti questi fatti, si può capire che l'offerta di Alfredo Imhof di inviarci l'ultimo amplificatore stereo integrato X.100 Fisher sia stata accettata di buon grado. (Sono gli autori dell'articolo originale che parlano). A mo' di introduzione a questo riguardo, ci riferiamo ad una conversazione che avemmo nel maggio '63 con un amico americano. Inevitabilmente si è venuti ad abbordare il punto topico della potenza di uscita, il che ha portato ad una discussione circa il fatto che gli amplificatori americani sembrano aver maggior potenza di uscita in confronto con quelli inglesi, quando si usa lo stesso tipo di tubi finali. Vi è certamente una grande confusione sui metodi di definire i dati di potenza e alcuni mesi fa Norman Crowhurst ha trattato del cosiddetto sistema « dati di potenza musicale », comunemente usato nelle specifiche americane, ed è emerso che indubbiamente alcuni fabbricanti negli S.U.A. danno una cifra di potenza di picco, che si ottiene moltiplicando la cifra della potenza di uscita efficace per due! Il nostro amico era d'accordo che in realtà questo sistema sia praticato, ma ci assicurava che ciò non avveniva nella maggior parte dei progetti attuali, e citava come esempio il Fisher X.100.

Così decidemmo di fare come nostra prima prova sull'amplificatore Fisher il controllo della potenza di uscita; il risultato fu di 20 W misurati secondo le norme vigenti. Trovammo subito che questo amplificatore sviluppava certamente molto maggior potenza di uscita, di qualsiasi altro modello, impiegante i tubi EL84 di uscita, che avessimo provato per l'addietro. Il dato di 20 W per canale è vero, e secondo le norme inglesi. Questo fatto reale è molto probabile che sia dovuto alla tensione molto alta sugli anodi degli EL84, molto più alta di quella misurata presso di noi sugli amplificatori inglesi. Con la tensione di rete posta a 230 V, la tensione agli anodi dei tubi EL84 era di 350 V, presa fra catodo e anodo.

Questo sembra il momento giusto di ricordare che l'X.100 ha una sola presa per la tensione di alimentazione per coprire tutte le tensioni fra 210 e 240 V c.a. (In America naturalmente la tensione di rete è di 120 V). Ciò significa che quanto più è alta la tensione della linea di alimentazione, tanto più alta sarà la tensione agli elettrodi dei tubi e ne risulterà, naturalmente, una maggior potenza di uscita. Non c'è dubbio che gli ingegneri della FISHER abbiano ritenuto il rapporto unico conveniente e sicuro per il funzionamento, dato che essi hanno realizzato apparecchiature audio da lungo tempo tenendo in alta considerazione il fattore sicurezza.

È importante notare che l'X.100 ci raggiunse nel suo imballo originale americano, quindi il nostro campione per le prove era preso « direttamente dallo scaffale ».

Ad accompagnamento dell'amplificatore vi era un manuale di istruzioni chiaramente scritto e illustrato, ovviamente frutto di molti sforzi per mettere le informazioni fondamentali in poche pagine, dato che l'X.100 è capace di fare molte cose. Per esempio, con un giranastro a tre testine, con esso si può commutare dal monitore alla riproduzione, senza disturbare la registrazione, caratteristica questa non comune, ma utilissima. Viene anche fornito un cosiddetto manuale di servizio consistente in uno schema circuitale e in un elenco dei componenti solamente, nulla di meno esso assolve il suo compito egregiamente. Il circuito è chiaramente disegnato e indica entrambi i canali in dettaglio, con segnate le tensioni in molti punti vitali, più i bocchettoni e i commutatori con didascalie indicanti le loro funzioni. Così non occorre altro al tecnico assistente esperto, se non l'accessibilità all'interno dei componenti. Questo è stato tenuto presente dai progettisti, infatti basta togliere due coperchi per arrivare a vedere tutti i componenti per un facile controllo.

Il telaio è eccezionalmente robusto e rigido. È fatto di acciaio sbiancato al cadmio. Il pannello frontale è di ottone spazzolato di 3,17 mm di spessore, finemente inciso con lettere in nero, il che gli conferisce un aspetto lussuoso ed elegante. Tutti i componenti sono di alta qualità e sono segnati dai lavoranti come precollaudati e selezionati prima del montaggio. Tutte le connessioni sono così ben saldate che gli inconvenienti di collegamento sembrano non essere possibili. Tutti i piccoli componenti sono collegati direttamente; questo metodo, sebbene efficace, non rende il montaggio così nitido come quando si raggruppano i componenti in ordine su basette, come usano fare molti costruttori inglesi.

I circuiti hanno caratteristiche speciali e differiscono sotto molti aspetti dalla pratica inglese. Le posizioni di entrata sono previste per ogni canale per sei unità: due per capsule magnetiche, una per capsule ceramiche, una per sintonizzatore radio, e due ausiliarie per fonorivelatori a cristallo o ceramici, preamplificatori di magnetofoni, o sintonizzatori radio. Esse sono collegate a un commutatore a cinque posizioni, che smista le entrate magnetiche alla griglia del 1° stadio (una metà di un doppio triodo ECC83). Il sintonizzatore e gli ingressi ausiliari saltano i primi due stadi; con questa connessione essi sono pure esclusi dalla correzione necessaria col nastro e col disco. L'eliminazione degli stadi non necessari, rende indubbiamente più basso il rumore di fondo.

Il primo stadio è accoppiato capacitivamente al secondo stadio (1/2 ECC83). Una rete di reazione fra l'anodo del 2° tubo e il catodo del 1° tubo producono le necessarie correzioni RIAA e NARTB, selezionate da un commutatore a cursore. Il 3° stadio (ancora la metà di un ECC83) è accoppiato attraverso al commutatore di modo, per la selezione stereo, mono, inversa ecc. con un filtro antifruscio (il cosiddetto filtro alto), circuito che viene incluso o escluso da un commutatore apposito. L'anodo del 3° stadio è accoppiato alla griglia del 4° stadio (1/2 ECC83), attraverso al filtro antirombo (filtro basso) anche esso azionato dal commutatore scorrevole. Il 4° stadio è connesso al 5° stadio a triodo (1/2 di un tubo 7247) attraverso il regolatore di volume, che ha alcune prese per il collegamento col circuito di controllo fisiologico a profilo (che compensa la perdita dell'orecchio agli estremi dello spettro acustico) messo in funzione da un commutatore scorrevole. Il 6° stadio è un invertitore di fase (altra metà del tubo 7247) direttamente accoppiato allo stadio precedente. Due EL84 in controfase costituiscono lo stadio di uscita, connessi a pentodo, non funzionano con carico distribuito.

Notevoli sono l'alimentatore e la tensione negativa di polarizzazione per lo stadio di uscita.

L'A.T. per i vari stadi è ricavata da cinque resistenze in serie, ciascuna disaccoppiata da un grosso condensatore elettrolitico. Non sono impiegate bobine. La tensione più alta alimenta gli anodi di uscita, la successiva gli schermi dei tubi finali, e poi via via progressivamente in modo che la tensione più bassa, che è anche la più filtrata, alimenta il primo stadio.

Il modo di ricavare l'accensione in c.c. per i quattro tubi ECC83 è assai ingegnoso. I catodi dei tubi EL84 sono collegati insieme e riportati ad una falsa presa costituita da resistenze in parallelo al secondario di accensione. Fra questo punto ed il — A.T. (telaio) i filamenti dei quattro tubi ECC83 sono collegati in serie. La corrente per gli EL84 è fatta passare attraverso i filamenti e produce 44 V c.c. ai loro capi. Per fornire la polarizzazione di griglia dei quattro stadi, si è disposto in parallelo coi filamenti degli ECC83 un potenziometro regolabile che è disposto per dare 34 V alle griglie, portando così le griglie 10 V sotto i catodi.

Controlli di tono passivi per gli acuti e i bassi sono montati sul pannello frontale.

L'X.100 è notevolmente flessibile, con connettori per collegare l'espansore spaziale dinamico Fisher (per sommare riverberazione direttamente a un registratore a nastro, o per aggiungere riverberazione alla riproduzione); collegamenti spia per registratori a nastro

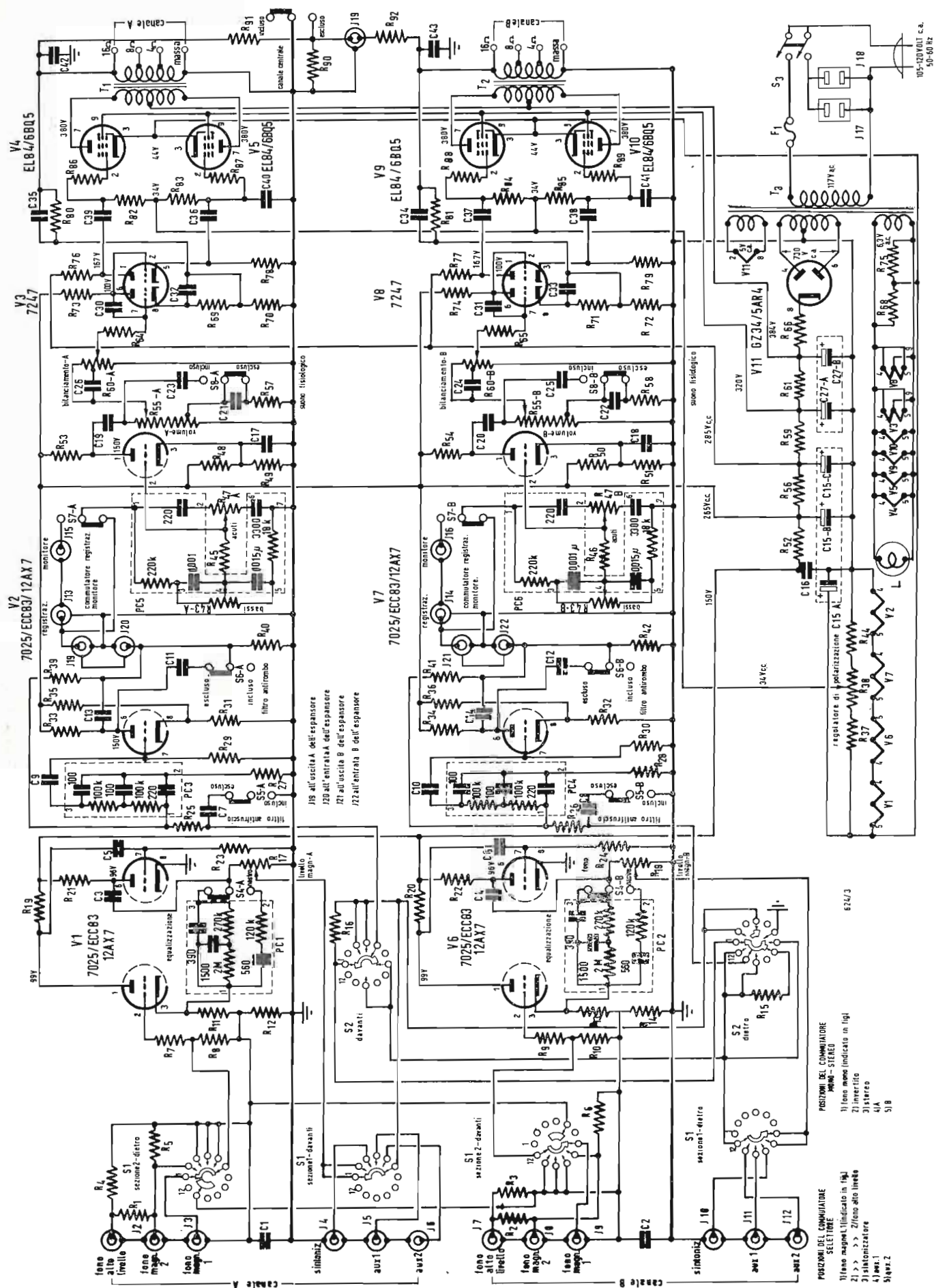
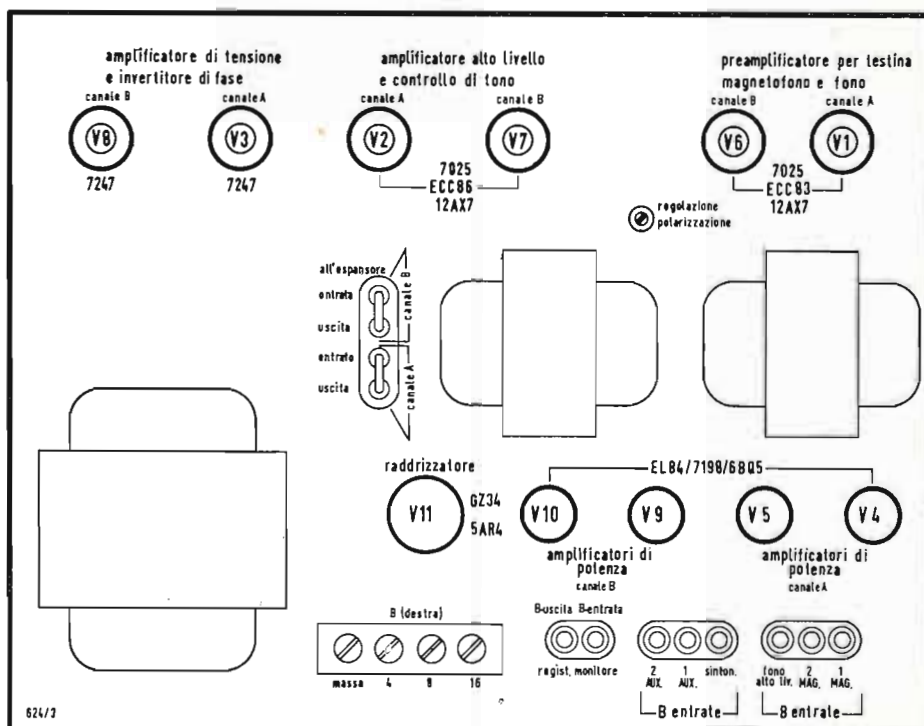



Fig. 2 - Disposizione dei principali componenti.

(a sinistra) fig. 1 - schema elettrico dell'amplificatore stereo integrato X 100 Fischer.

equipaggiati con testine separate di incisione e di riproduzione. Esso è provvisto di mezzi per accettare varie combinazioni di segnali di sintonizzatori da MF a MA mono, a MF stereo multiplex.

Prima di venire ai nostri risultati obiettivi delle prove, facciamo il nostro abitudinario apprezzamento di funzionalità e di ascolto. L'X.100 è evidentemente facile da usare. Esuberanza di guadagno in posizione nastro e disco, senza bisogno di girare il controllo di volume fin quasi al massimo. Un rumore di fondo particolarmente basso, anche agli alti livelli sonori. Tutti i controlli sono silenziosi e dolci da manovrare. Molti nastri ben noti vengono riprodotti per trasferire la qualità offerta dalla correzione NARTB sui nastri CCIR. Avanzando il controllo degli acuti in posizione 2 si ottengono eccellenti risultati. Queste prove sono state fatte naturalmente con la testina del magnetofono collegata all'entrata magnetica. Si è riprodotto un grande numero di dischi (sia monofonici, sia stereofonici) nel campo della musica da ballo come in quello degli spettacoli operistici, e tutti hanno prodotto effetti impressionanti favorevolmente. Sembra che non vi sia limitazione all'ampiezza del volume, prima che si manifesti la distorsione; il livello sonoro sarebbe sufficiente per una sala di grandi dimensioni, se lo si desiderasse. L'uscita dell'X.100 è certamente molto maggiore di quella che un piccolo altoparlante comune potrebbe accettare.

I risultati delle nostre prove con gli strumenti, usando generatore audio, voltmetro elettronico, oscillografo e misuratore di distorsione armonica, sono: potenza di uscita (max) 21 W per canale a 1 kHz; curva della potenza di uscita in funzione dalla frequenza 19 W fra 50 Hz e 20 kHz e 16 W a 40 Hz.

Risposta in frequenza (coi controlli di tono in posizione Normale): vedi Tabella 1.

Il bilanciamento tra i due canali adatta entro 1 dB. Contenuto di ronzio e di rumore (controllo di volume al max riferito a 15 V): su nastro migliore di — 45 dB. Con fonorivelatore magnetico migliore di — 53 dB; altre posizioni producono valori migliori di quelli sopra riportati. Fattore di smorzamento 15. La distorsione armonica $\leqq 0{,}35\,\%$ a 15 W di uscita alla frequenza di 1 kHz. Ciò è superiore alle specificazioni.

Filtri:

alto		basso	
freq.	d B	freq.	d B
10 kHz	— 10	50 Hz	— 3
		30 Hz	— 10
		20 Hz	— 17
		10 Hz	— 20

Tabella 1

Radio frequenza	d B	Fonorivelatore magnetico frequenza	d B	Nastro (NARTB; 3 kHz zero) frequenza	d B
20 kHz	— 4	10 kHz	— 16	10 kHz	— 5
10 kHz	— 1,5	5 kHz	— 7	3 kHz	0
1 kHz	0	1 kHz	0	1 kHz	+ 6
500 Hz	— 1,5	500 Hz	+ 2	500 Hz	+ 11
50 Hz	— 1,5	100 Hz	+ 14	100 Hz	+ 26
		50 Hz	+ 19	50 Hz	+ 27
		30 Hz	+ 20		

Punto di inizio caduta della risposta 5 kHz.

Il controllo di tono dei bassi fornisce 17 dB di esaltazione e 17 dB di attenuazione a 50 Hz; il controllo di tono degli acuti fornisce 17 dB di sopraelevazione a 17 dB di attenuazione a 10 kHz. I due controlli degli acuti e dei bassi sono duplici, non rigidamente accoppiati. Il commutatore di volume fisiologico a profilo incrementa i bassi ai deboli livelli di volume. L'entità della sopraelevazione è relativa alla posizione del regolatore del volume.
Sensibilità per la massima uscita:

Entrata	mV	
Aux. 1	220	
Aux. 2	220	
Radio	220	
Ceramico (senza carico)	11	
Mag. 1	2,5	fono
Mag. 2	2,7	fono
Mag. 1	2,2	testina magnetofono
Mag. 2	2,2	testina magnetofono

Tutte queste entrate possono essere selezionate con una manopola sul pannello frontale. L'amplificatore è stato riscontrato stabile in tutte le condizioni di carico, compreso quello capacitivo. Sul pannello posteriore vi sono due connettori per le prese di tensione di rete (dopo l'interruttore generale). Vi sono prese per gli altoparlanti corrispondenti alle impedenze 4, 8, 16 Ω.
Si può concludere che il Fisher X.100 è un amplificatore stereo integrato versatile d'aspetto seducente, con numerose possibilità. Un esempio di queste è la sua proprietà di possedere una spina jack per l'uscita di un canale centrale; per modo che vengono combinate eguali frazioni dei segnali provenienti da ciascun canale, formando così un canale centrale «fantasma», che (se portato ad alimentare un complesso separato amplificatore-altoparlante) offre un allargamento dell'apparente ampiezza dell'«ambiente sonoro», senza effetto di «buco» al centro. Progettato con precisione, l'X.100 risponde alle severe norme della genuina alta fedeltà e può essere pienamente raccomandato a tutti gli audiofili, che ricercano un complesso integrato avente forte potenza di uscita con bassa distorsione armonica e basso livello di disturbi.

ELENCO DEI COMPONENTI

Condensatori (tolleranza 10% per tutti i condensatori fissi; se non diversamente specificato, o segnato VMG = valore minimo garantito.)

Pos.	Valore
C_1, C_2	330 pF; 1 kV; ceramico
C_3, C_4	20 nF; 500 V; 20 %; ceramico
C_5, C_6	10 nF; 500 V; 20 %; ceramico
C_7	24 pF; 1 kV; 5 %; ceramico
C_8	18 pF; 1 kV; ceramico
C_9, C_{10}	1 nF; 1 kV; ceramico
C_{11}, C_{12}	39 nF; 250 V
C_{13}, C_{14}	1,5 nF; 14 V; ceramico
C_{15}	elettrolitico a 3 unità: A: 100 μF; 150 V B: 40 μF; 450 V C: 40 μF; 450 V
C_{16}	elettrolitico 20 μF; 350 V
C_{17}, C_{18}	47 nF; 250 V
C_{19}, C_{20}	33 nF; 250 V
C_{21}, C_{22}	22 nF; 250 V
C_{23}	68 pF; 1 kV; ceramico
C_{24}	560 pF; 1 kV; ceramico
C_{25}	68 pF; 1 kV; ceramico
C_{26}	560 pF; 1 kV; ceramico
C_{27}	elettrolitico a 2 unità: A: 40 μF; 450 V B: 60 μF; 450 V
C_{30}, C_{31}	7 pF; 1 kV; ceramico
C_{32}, C_{33}	elettrolitico 25 μF; 6V
C_{34}, C_{35}	560 pF; 1 kV; ceramico
C_{36}, C_{37} – C_{38}, C_{39} –	47 nF; 400 V
C_{40}, C_{41}	33 pF; 1 kV; ceramico
C_{42}, C_{43}	330 pF; 1 kV; ceramico

Resistori e potenziometri

(in ohm; tolleranza 10%; 1/2 W, se non diversamente specificato; k = kilo-ohm; M = megaohm).

Pos.	Valore
R_1, R_2	120 k; impasto
R_3, R_4	270 k; impasto
R_5, R_6	100 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_7	10 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_8	100 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_9	10 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{10}	100 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{11}	27 k; 5 %; vetro
R_{12}	15; impasto
R_{13}	2,7 k; 5 %; vetro
R_{14}	15; impasto
R_{15}, R_{16}	100 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{17}, R_{18}	Potenz. 250 k; livello preampl.
R_{19}, R_{20}	330 k; 5 %; 1 W; vetro
R_{21}, R_{22}	220 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{23}, R_{24}	2,2 M; impasto
R_{25}, R_{26}	560 k; impasto
R_{27}, R_{28}	10 M; impasto
R_{29}, R_{30}	2,2 M; impasto
R_{31}, R_{32}	470; impasto
R_{33}, R_{34}	100 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{35}, R_{36}	220 k; 1 W; impasto
R_{37}	1,8 ; impasto
R_{38}	potenziometro 5 k; reg. di polarizzazione
R_{39}	2,2 M; impasto
R_{40}	330 k; impasto
R_{41}	2,2 M; impasto
R_{42}	330 k; impasto
R_{43}	Potenziometro 1 M; bassi
R_{44}	10 k; impasto
R_{45}, R_{46}	39 k; impasto
R_{47}	Potenziometro 1 M; acuti
R_{48}	100 k; 5 %; 1 W; impasto
R_{49}	270; — impasto
R_{50}	100 k; 5 %; 1 W; impasto
R_{51}	270; — impasto
R_{52}	100 k; —; impasto
R_{53}, R_{54}	100 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{55}	Potenziometro 500 k; volume
R_{56}	2,7 k; impasto
R_{57}, R_{58}	22 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{59}	3,3 k; 1 W; impasto
R_{60}	Potenziometro 500 k; bilanc.
R_{61}	2,2 k; 3 W; vetro
R_{64}, R_{65}	47 k; impasto
R_{66}	125; 7 W; vetro
R_{68}	220; impasto
R_{69}	3,9 k; impasto
R_{70}	220; impasto
R_{71}	3,9 k; impasto
R_{72}	220; impasto
R_{73}, R_{74}	560 k; impasto
R_{75}	220; impasto
R_{76}, R_{77} –	
R_{78}, R_{79} –	47 k; 5 %; 1 W; impasto
R_{80}, R_{81}	2,7 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{82}, R_{83} –	
R_{84}, R_{85} –	330 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{86}, R_{87} –	2,7 k; 5 %; ⅓ W; a strato carb.
R_{88}, R_{89}	
R_{90}	1 k; impasto
R_{91}, R_{92}	4,7 k; impasto

Componenti vari

Pos.	Descrizione
F_1	Fusibile 3,2 A
L_1	Lampadina
J_{17}, J_{18}	Prese rete c.a.
PC_1, PC_2	circuiti stampati di equalizzaz.
PC_3, PC_4	circ. stamp. del filtro alte freq.
PC_5, PC_6	circ. stamp. del control. di tono
S_1	Commutatore, selettore
S_2	Commutatore mono-stereo
S_3	Interruttore generale
S_4, S_5, S_6 –	Commutatore scorrevole
S_7, S_8 –	

Pos.	Descrizione
T_1	Trasformatore di uscita
T_2	Trasformatore di uscita
T_3	Trasform. di alimentazione

Cat.	Descrizione
AS781-108	Pannello inciso
E3286	Schermo per tubo elettronico
E50 221	Bottone doppio, posteriore
E50 220	Bottone doppio, anteriore
E50 224-1	Manopola
150 162-4	Gamma
X1036	Portafusibili

NOTE DI SERVIZIO

Controllo della regolazione della polarizzazione.

Questo controllo posto in alto sul telaio (v. fig. 2 - disposizione dei componenti) stabilisce la tensione di polarizzazione per le griglie dei tubi amplificatori di potenza in ciascun canale. Regolare questo comando come segue:

1) Accendere l'apparecchio. Portare il controllo principale di volume al MINIMO. La posizione degli altri regolatori non ha importanza.

2) Connettere il polo positivo di un voltmetro c.c. al catodo (piedino 3) di ognuno dei tubi amplificatori di potenza ($V_{4, 5, 9}$ o $_{10}$) e il polo negativo alla massa del telaio. Girare il regolatore di polarizzazione fino a leggere + 44 V c.c.

A.

dott. ing. Antonio Turrini

Il mercato elettronico degli strumenti musicali*

Panorama audio europeo

Fig. 1 - Concezione olandese dell'organo elettronico domestico.

L'AUTORE si recò alla «fiera campionaria» di Francoforte sul Meno con uno scopo preciso: osservare l'evoluzione di un ramo laterale in sviluppo dell'elettroacustica, quello della strumentazione musicale, che ricorre ai suoi mezzi.

Infatti, da questo punto di vista, il miglior «ambiente di ascolto» è certamente la «musikinstrumenten-Fachmesse», che ha luogo ogni anno, in seno a questo emporio primaverile, quando le altre esposizioni sono soprattutto riservate ai tessili, agli articoli di lusso di cartoleria, alle carte illustrate e alla riproduzione di quadri, all'artigianato ed alle industrie artistiche. Si tratta dunque di una presentazione di prodotti manufatti — che non rappresenta per nulla un doppione della fiera di Hannover essenzialmente tecnico-industriale —, che è posizionata sui terreni di esposizione della metropoli della Hesse, quelli stessi che accolsero il salone tedesco della Radio, prima del suo trasporto a Berlino.

La sezione «Strumenti musicali» occupa un posto importante nella Fiera di Francoforte, particolarmente questa volta. Grazie non solo alla presenza di tutti i grandi nomi della repubblica federale e di qualche ditta americana, ma anche ad una partecipazione inglese di massa, soprattutto di fabbricanti di pianoforti incoraggiati, molto largamente dal loro governo, per il quale la parola «esportazione» non è lettera morta.

Si sono incontrati tutti gli strumenti: classici (ivi compresi i meno correnti, come un clarinetto-basso in si bemolle e alcune «tube» wagneriane), varietà-jazz ed «elettronici», questi ultimi in una proporzione insospettabile per chi non è del mestiere e non ha seguito l'attualità nelle riviste specializzate: per esempio l'eccellente « Das Musik Instrument » che, europeizzandosi, aggiunge alle sue pubblicazioni mensili alcune pagine in francese e in inglese. Questa era anche un'occasione unica di intraprendere un piccolo « studio di mercato » (dato che l'espressione va di moda), di un mercato estremamente promettente economicamente ed allo stesso tempo stimolante dal punto di vista tecnico, poiché promuove molti problemi di concezione.

Diremo subito che essi sono ben lontani dall'essere tutti risolti interamente e che, in questo campo, giovane è vero, più ancora che in quelli della « sonorizzazione » e dell'« alta fedeltà », l'improvvisazione regna ancora da maestra, camuffando spesso una manchevolezza pura e semplice di conoscenze, non di elettronica di bassa frequenza, ma di elettro-acustica propriamente detta, soggettiva quanto fisica.

« Come realizzare un sistema di altoparlanti in funzione diretta dei bisogni e come utilizzarlo nel modo migliore ad uno scopo ben preciso» rimane ancora un punto interrogativo per molti fabbricanti, che non giungono a « interpretare tecnicamente » i desideri, abbastanza nebulosamente espressi, bisogna convenirne, di una clientela, che cerca un *risultato*, senza preoccuparsi dei *mezzi*. Vi è qui tuttavia un'entusiasmante fervore operativo di elettroacustica « attiva ».

1. - DAGLI ORGANI ELETTRONICI . . .

Sotto questo termine generico si raggruppano tutti gli strumenti, generalmente a tastiera, nei quali i suoni sono creati da circuiti elettronici. Oggi ci sono « organi e onde ». Si perviene al « piano ». Non si è parlato recentemente di un ingegnosa sostituzione del « piano silenzioso » con un piano « muto », salvo per le orecchie di chi si esercita a suonare, recante in capo un casco per ascoltatore? Si assiste ad una nettissima tendenza verso una specie di strumento elettronico a tastiera domestico e universale, che ha d'altronde abbandonato la pretesa di compararsi ad un organo a canne, ma che offre una pregiatissima varietà di suoni, nè completamente d'imitazione, nè completamente personali; riconosciamo sinceramente che per molti utenti la formu-

(*) Di J. DEWEVRE, tradotto da *Revue de Son* luglio agosto 1963 - pag. 333

la è più accomodante, pur restando esteticamente del tutto valida, di quella del mediocre pianoforte verticale e che potrebbe aprire la strada ad un rinnovamento del dilettantismo musicale del passato, quello che non si accontentava della passività della riproduzione fonografica!

Questo ragionamento ha condotto in modo del tutto naturale a pensare a quelli che, inoltre, amano ad occupare le loro ore di ricreazione con un «hobby» da costruttore pasticcione: l'idea della scatola di montaggio fa il suo cammino.

A tal punto che un costruttore serio come Coutant Martin sta per metterla sul mercato in Francia, e che Heathkit (S.U.A.) sta per seguire questa strada. All'esposizione di Francoforte la serie più attraente d'organi per uso privato è sembrata quella di una ditta olandese: Vreeken, di Bodegraven.

I suoi quattro modelli « Eminent » hanno attirato l'attenzione di molti visitatori (fig. 1) e tanto più che i prezzi sono stabiliti ad un livello. che non supera quello di un piano. Il tipo « 40 » possiede due manuali (tastiere), una pedaliera e 13 note, 24 registri fanno appello ad « equivalenze » di canne di 4,8 e 16 piedi. Sui tipi « 45 » sono disponibili 25 note di pedale. Entrambi i tipi comprendono un circuito di *vibrato* incorporato e sono previsti per l'aggiunta eventuale di un gruppo di *riverberazione artificiale* e di un secondo amplificatore.

I tipi più elaborati « 80 » e « 90 » sono provvisti di un *complesso di percussione*, che può agire sulle note suonate con le tastiere, sole, influenzandole con una vibrazione continua lunga o breve, durante l'estinzione e permettente di ottenere un « effetto di piano ».

La sonorità degli organi americani è decisamente « non conformista ». Le marche presentate, come Hammond, Lowrey e Baldwin sono ben note. Una menzione speciale deve essere accordata agli organi Thomas interamente transistorizzati e ormai introdotti in Europa dal costruttore radio Nordmende che ha organizzato buone dimostrazioni di tipo fantasia.

Passando al campo liturgico, le cui strette esigenze tradizionaliste obbligano sempre a trattare a parte, quando si osa abbordare la loro eventuale « elettronizzazione » non si può dimenticare che esistono buoni organi a canne di piccolo formato: il costruttore Stahlhuth di Aix-la Chapelle, ne costituisce un bell'esempio. Non si può nascondere un grave inconveniente: la necessità di frequenti ritocchi di accordatura. C'è qui un argomento a favore del principio « elettronico », certamente più stabile in funzione della temperatura. L'opposizione sistematica agli organi elettronici sembra attenuarsi un poco in Germania ed il movimento in loro favore è certamente stato aiutato da qualche avvenimento recente: l'associazione dei fabbricanti di organi a canne ha invano tentato di mettere la giustizia dalla loro parte per arrivare a impedire l'uso della parola « organo » quando si tratta di uno strumento elettronico, l'ambiente acustico essendo identico (ciò è estremamente importante), si conducono musicisti sperimentati a confusioni abbastanza numerose per moderare il loro ardore combattivo.

In questa delicata materia di organi elettronici di chiesa, una ditta di oltre Reno emergeva: Ahlborn. Si è potuto sentire, nel suo grande posteggio, una dimostrazione convincente. È qui, a nostro avviso, che si è capito nel modo migliore l'importanza determinante dei trasduttori elettroacustici, che terminano la catena; non si è lesinato: due altoparlanti supplementari, montati in lunghi tubi sonori a risposta estesa verso i sottobassi e certamente di potenza ammissibile alta, hanno incontestabilmente contribuito ai risultati soggettivi finali. Un'altra buona idea, quella di un *armonium con « carattere di organo »*; quando si tratta di questo strumento modesto dai timbri poveri, se non volgari, nessuno negherà che si ottengono oggi più soddisfazioni estetiche, avendo fatto ricorso ai mezzi elettroacustici.

2. - ... AGLI AMPLIFICATORI A EFFETTI

La Hohner è una grande ditta tedesca e non si localizza su un tipo determinato di strumenti elettronici; li abborda tutti (notevole è per esempio un amplificatore per tutti i tipi di strumenti l'« orgaphon 18 »), spesso sotto forme originali. Una nuova « chitarrina » il cui principio — accompagnamento ritmico, per mezzo di tastiera, ma con una sonorità di chitarra — è tale che dovrebbe essere classificato nelle due categorie sopradistinte; è per questo che la mettiamo in testa di questa parte del presente articolo, dove il carattere di attualità sarà molto più accentuato che nella precedente parte, a motivo di un'evoluzione tecnica costante imposta da esigenze commerciali moltiplicate.

Quantunque l'amplificazione con l'aggiunta di effetti si usi nella musica leggera, con altri strumenti (segnatamente a corde) e senza dimenticare il rinforzo — vedere la deformazione volontaria — della voce « cantata » (se si può dirlo nel gergo « micro » odierno), il centro di attrazione, popolare resta questa *chitarra* che si seguita a chiamare « elettrica ».

Si sa che « l'amplificazione acustica » della cassa di risonanza vi è sostituita a beneficio dell'ingombro e soprattutto di un aumento possibile del livello sonoro, da un canale elettroacustico di cui il trasduttore di entrata è costituito da uno o più rivelatori magnetici posti in prossimità delle corde metalliche generalmente messe in vibrazione per mezzo di un plettro.

Varie possibilità si offrono per la frequenza di circuiti elettronici:

1) quella di *regolare la tonalità* mediante controlli continuamente variabili, o a commutatore; non è oggi raro incontrare su un amplificatore elaborato di chitarra, regolazioni separate di « bassi », « medie », « presenza » e « brillanza »;

2) quella di introdurre un effetto di vibrazione periodica detta « vibrato » o talvolta « tremolo ». In questo caso è il secondo termine che è più preciso poiché si agisce per variazione di ampiezza; una variazione di frequenza — definizione del « vibrato » — non essendo, in nessun modo, più percepita come fluttuazione dell'altezza a partire da 7 Hz. La regolazione di questa periodicità (battezzata, per la circostanza: « speed » o « tempo »), in un amplificatore da chitarra, è spesso fissata oltre questo valore. Un altro regolatore comanda l'ampiezza e profondità dell'effetto. Per questo effetto si usa un generatore *RC* a sfasamento;

3) quella di aumentare apparentemente *il tempo di riverberazione:* i dispositivi Hammond hanno, in questo spirito, da farvi una carriera tanto bella, quanto gli organi di fantasia.

È evidente che l'aggiunta di riverberazione artificiale, per sua natura « fluttuante » lei stessa, compromette la risposta ai *transitori*, tuttavia è imperativa per conservare alla chitarra un timbro naturale, poiché infatti, essa ignora praticamente i regimi permanenti, i fianchi essendo molti ripidi all'inizio, un po' meno all'estinzione.

Ma è giustamente molto divertente constatare che numerosi fabbricanti, approvati certamente dal gusto di una parte della clientela, fanno tutto quello che possono per attenuare il carattere « transitorio » tipico dello strumento. Mentre la banda passante dovrebbe estendersi il più regolarmente possibile, per lo meno al di là di 10 kHz, essi preferiscono, dopo un avvallamento nel « vero » centro, (tuttavia musicalmente importantissimo) una rimonta in prossimità degli acuti — il classico « effetto di presenza » — seguito da un taglio troppo anticipato. Dal lato del registro grave, ignorando molto comunemente che la prima corda vibra a vuoto su 82 Hz (è però vero che questa fondamentale è di ampiezza ridotta rispetto alle sue principali armoniche), essi preferiscono creare un efficace « effetto di volume » con la tradizionale colorazione di qualche parte fra 100 e 200 Hz.

Corrisponde molto bene a questa con. cezione l'impiego di un altoparlante comune di 30 cm. a risonanza naturale alta, che aiuta d'altra parte a sopportare i 55 dB di gamma dinamica

Fig. 2 - Una chitarra elettrica (cliché EKCO)

possibile della chitarra e ad accentuazione marcata da vibrazioni parziali del diaframma, nell'intorno di 2 kHz. A nostro avviso una formula molto più elegante consiste in un sistema ad altoparlanti multipli avente risposta più regolare e più estesa da entrambe le parti, elettricamente in parallelo ed acusticamente ad accoppiamento mutuo. Aggiungiamo che, se è legittimo, dal lato elettronico, poter aggiungere un massimo di effetti al segnale originale, è perfettamente augurabile, non fosse che per disporre di un riferimento, poter riportare tutti i comandi in posizione « lineare ».

Un altro aspetto caricaturale del mercato « amplificatore di chitarra »: si assiste ad un vero rincaro del numero dei watt elettronici. Esso è facilitato, con risultati pubblicitari palpabili, dal fatto che non ci si indirizza a dei tecnici di bassa frequenza. Questi ultimi, se si dimenticano troppo spesso che il fattore « sensibilità » di un altoparlante è importante, in questo caso concreto che è di ottenere una «quantità di rumore», tanto quanto la potenza dell'amplificatore, si meraviglierebbero parimenti, prendendo conoscenza del tipo di tubo finale utilizzato, che si possa ricavarne dei watt con un'« elasticità » ancora nettamente superiore rispetto al « watt americano »!

Le costruzioni internazionali viste a Francoforte sono numerose e qui ricorderemo schematicamente le più salienti, classificate per il paese di origine. S.U.A.: FENDER è uno dei fabbricanti più quotati presso i chitarristi di fantasia del mondo intero e la gamma di apparecchi — di concezione e presentazione tipicamente americane — che loro offre è estremamente vasta. Egli fabbrica lui stesso chitarre e chitarrebasse senza cassa di risonanza e, fra le produzioni più rare, un « mandolino elettrico » (si noti che una errata concezione del complemento elettroacustico di una chitarra può condurre ad una deformazione della sua sonorità propria, che lo fa somigliare a un mandolino). Un altro « nome », GIBSON, era assente. GRETSCH mette l'accento sul suo amplificatore a due canali impiegati in pseudo-stereofonia: un canale basso e un canale alto (solo sottomesso ad un eventuale tremolo) terminati, ben inteso, da due mobili acustici distinti. Gli altri suoi modelli seguono l'organizzazione classica, a partire da un certo livello di prezzo, di multicanali di preamplificazione — che non sono tutti suscettibili di ricevere un effetto di tremolo — destinati a diversi strumenti e miscelabili prima degli stadi di potenza.

È curioso constatare che l'Inghilterra, paese dove l'elettroacustica è tanto in onore negli altri settori, qui non sia punto all'avanguardia. Ma numerosi indizi mostrano che il ritardo sarà presto colmato col vantaggio di una tecnica più progredita. VOX JENNINGS MUSICAL INDUSTRIES esponeva una gamma particolarmente varia estendentesi d'altronde fino agli strumenti a tastiera, passando dai radio-microfoni per artisti e i dispositivi di riverberazione: in questo campo Jennings reclama il titolo di pioniere in Inghilterra e il suo VOX-ECHO viene usato dalle « Shadows », formazioni apprezzate di chitarristi.

FENTON-WEILL, non indietreggia davanti ai complessi assai voluminosi, anche se restano portatili. È, senza discussione, a beneficio della qualità acustica; ma l'estetica delle forme non ci guadagna, tanto più che qui la decorazione è fin troppo sovraccarica. « The black star » ha un complesso riverberante Hammond (incorporato, secondo una tendenza molto funzionale); di più: 4 entrate, due comandi di guadagno, un regolatore del timbro acuto, un circuito di tremolo a pulsanti « speed (velocità) » e « beat (battimento) »; 15 watt di uscita e un'altoparlante di 30 cm.

Due fabbricanti inglesi noti per le loro realizzazioni tecnicamente ben pensate di amplificatori a effetti, GRAMPIAN e BIRD non erano sfortunatamente presenti all'appuntamento.

L'Italia è un paese che si è lanciato a testa bassa in questa specialità di avvenire, portando principalmente il suo sforzo sul prezzo. In questo senso, EKCO non può passare inosservato, nè DAVOLI-KRUNDAAL. Quest'ultimo presenta un modello con amplificatore transistorizzato (10 pile a secco di 1,5 volt, 100 ore di autonomia) incluso nella chitarra; l'altoparlante è posto in un piccolo contenitore semi-indipendente, essendo fissato sotto la cassa.

In una classe più elevata, due altre ditte: MEAZZI, che ha pubblicato un catalogo dettagliato in francese, presenta una apparecchiatura relativamente elaborata, ma la cui manipolazione resta accessibile ai non tecnici: tale la sua catena « Factotum Stereo-Echomatic PA-304 », che acconsente, attraverso un sistema a nastro magnetico, 48 diversi effetti di riverberazione artificiale, più il circuito di vibrato (che può essere telecomandato, come si fa attualmente ampio uso, da un pedale). Due amplificatori della potenza di 36 watt ricevono i segnali « elaborati » e la diffusione è assicurata da 12 altoparlanti ripartiti in due colonne sonore.

BINSON si è fatto conoscere come esportatore già da parecchi anni, col suo complesso « Echorec » di riverberazione (sistema a nastro magnetico) dalle numerose possibilità; egli monta anche complessi completi di amplificazione per chitarre, tra i quali si ricorda « HI-FI 40 W » con 4EL84.

Oltre la grande ditta tedesca polivalente precedentemente ricordata, un altro « leader » s'impone sempre più

sul mercato internazionale: « DYNACORD ». E ciò con uno stile che ricorda l'alta fedeltà, con una seria conoscenza dell'elettronica e con un aspetto sempre sobrio, per quanto attraente. Oltre al modellino di amplificatore-mescolatore « jazz » che deve interessare un vasto pubblico di giovani, si è soprattutto notata la consolle « KR2 » (coi piedi smontabili) che combina un apparecchio di eco (« Echocord ») e un amplificatore « Eminent »: 45 55 W, 11 ingressi miscelabili, 4 regolazioni separate bassi-acuti. La valigia « Hallrex » con amplificatore mescolatore di 17 W, ha questo di particolare: essa comporta — incorporato di proposito — un dispositivo di riverberazione, ma questo non è un sistema « a molla », bensì a nastro magnetico. Due altri fabbricanti di minor calibro presentano anche produzioni originali da un punto di vista o da un altro, ritornando per la presentazione esterna, alla tradizionale scatola metallica degli amplificatori di sonorizzazione; sono il SUPREM e lo SCHALLER.

Il primo si è orientato per i suoi modelli più lussuosi, verso la formula dei due canali separati fino al punto degli stadi di uscita. D'aspetto meno professionale e più compatto, i nuovi amplificatori non mancano di attrattiva, si segnala che vi è un gruppo di tremolo separato, avente il numero di catalogo « TR63/64 ».

Quanto alla marca MONIKA, si fa notare per il suo grande modello da 40 W dall'aspetto classico di mobile a pomoli contenente anche gli altoparlanti.

Vengono date, il che è abbastanza raro, alcune « caratteristiche tecniche »: push pull parallelo di EL34; intermodulazione 1,3% (50 Hz e 3 kHz); distorsione armonica 0,5% a 25 W; banda passante 30 Hz ÷ 18 kHz. La dimostrazione è stata fatta partendo da una sorgente fonografica, attirando così la attenzione sopra una compatibilità da non dimenticare.

Con 4 entrate per strumenti su due canali di preamplificazione, push-pull monotubo (un triodo invertitore di fase, doppiopentodo di potenza), circuito di tremolo, possibilità di uso con una chitarra bassa (con limitazione nel registro dei bassissimi, certamente) ed un altoparlante di 25 cm. il tutto contenuto in una valigia poco ingombrante il modello 310 di HAGSTROM rappresenta degnamente la Svezia.

Infine, bellissimo « designe » è quello degli amplificatori « Standard 642 » e « de Luxe 863 » di SWISSECHO. Il secondo può ad un tempo servire per la amplificazione stereofonica (2 × 18 W) di segnali provenienti dai microfoni e da preamplificatori ad eco per chitarristi.

Venuto per la prima volta a questa fiera, TELEVIC (Belgio) vi espone, oltre al suo « Vibratore » già immesso nel mercato da più di un anno, un prototipo « Combo-Sonante », in cui non mancano le idee: universalità delle sorgenti, ivi compresi, piano, canto, chitarra sola, chitarra di accompagnamento, chitarra bassa, multipli canali di miscelazione, potenza confortevole (stadio simmetrico 2 × EL34), quadro dei comandi estremamente chiaro. Senza contare la facilità di trasporto e di installazione: il blocco amplificatore si stacca dal pannello altoparlante, o si monta in un senso o nell'altro, squadre permettono una posizione inclinata comodissima per l'utente.

Il complesso altoparlante comporta 8 grandi semiellittici, che occupano al massimo la faccia frontale, dunque una superficie radiante massima, con effetto addizionale di irradiamento mutuo fra membrane molto vicine.

Per la Francia nessun espositore; non esistono d'altronde, per quanto ci risulti, che due case francesi (GAREN e STIMER) che si interessano alla costruzione di amplificatori per chitarra, poichè il mercato è essenzialmente alimentato dalle importazioni.

Fig. 3 - Un complesso funzionale: il « Dynacord » (Germania).

3. - VERSO UNA MIGLIORE CONCEZIONE TECNICA DEL BASSO CHITARRA

Si è qui tenuto per la fine un problema di strumentazione elettroacustica che non si può ancora considerare risolto, poiché nessuna delle soluzioni proposte a Francoforte può considerarsi come oltrepassante la semplice « soddisfazione », è quello del basso-chitarra.

Strumento nuovo creato negli S.U.A. col nome di « Bass-Guitar » (« Star-Bass » è una denominazione commerciale), applicandogli il modo di pizzico della chitarra — più comodo — per l'ottenimento finale di una tessitura di contrabbasso a corde, come quella che viene adottata in una formazione di musica leggera per l'accompagnamento ritmico; ciò, con l'intermediario di mezzi moderni dell'amplificatore elettronico e dell'altoparlante. Qui non è questione di effetti; se non quello di cui non si fa astrazione nemmeno nell'orchestra classica: l'« effetto di supporto », che rinforza, per risonanza acustica, l'intensità — debolissima, sopratutto delle fondamentali, anche quando il numero degli strumenti è grande — delle note più gravi del contrabbasso.

Dunque, contrariamente a una tendenza generale in elettronica musicale di fantasia, ci si trova, questa volta, davanti a un'esigenza di *fedeltà*, il che spiega le difficoltà! Si ricercano bassi veri e profondi (il che presuppone, rispettivamente: assenza di distorsione e risposta estesa verso la soglia dello spettro), ma suscettibili di una forte amplificazione, più importante ancora di quella che fornisce la cassa di risonanza dello strumento originale più

Fig. 4 - « TELEVIC » (Belgio) ha introdotto, nel salone di Francoforte, un amplificatore elaborato per musicisti del varietà « Combo » che viene completato dal pannello acustico multi-altoparlante « Sonante ».

il supporto di legno non rigido sul quale esso riposa. Se si considera ora la natura dei segnali, si ha a che fare con forme d'onda estremamente brusche e con ampiezze considerevoli. Non si esita ad affermare che un simile « trattamento in diretto » di un insieme amplificatore-altoparlante sia il *caso estremo* che possa presentarsi, nel registro grave, in elettroacustica musicale. Si eviterà inizialmente il saturare gli stadi di piccola potenza e si calcolerà abbondantemente la potenza ricavabile dallo stadio finale. Sembra che il ricorso ad un sistema limitatore non sia esteticamente idoneo. Resta l'altoparlante, ben più delicato ancora. Si penserà dapprincipio alla potenza ammissibile nell'interno della risonanza naturale, in modo che un'escursione proibitiva non conduca ad una distorsione udibile. Due formule abituali e in sè preziose sono: un altoparlante « 38 cm » a risonanza abbastanza bassa, in un mobile che « l'aiuti », senza che debba essere troppo grande (tipo con condotto); oppure due a quattro « 32 cm » in un mobile aperto o, talvolta anche, interamente chiuso. Nel primo caso, l'A.P. non « incassa » sempre abbastanza, nel secondo è difficile far « discendere » abbastanza in basso il sistema. Si è detto a Francoforte, senza ombra di spiegazione, che « gli americani erano i migliori ». Un'indagine un po' più spinta ha fatto capire che questo complimento non era meritato che attraverso un'astuzia: impiegare un altoparlante di grande diametro, ma di risonanza alta (almeno il doppio della nota fondamentale più bassa del contrabbasso: 41 Hz); analogamente la tenuta delle sospensioni diviene garanzia contro le escursioni esagerate, senza che la sensazione di altezza — secondo la teoria psicoacustica della fondamentale residua, risultante dalla combinazione audiologica della serie di armoniche — risulti influenzata. Ora, se ci si pone dal punto di vista dell'effetto sonoro di « sala » di un contrabasso collocato su supporto, non si può dimenticare che questo beneficia dell'attributo così importante di « volume ». Vi contribuiscono informazioni supplementari, dovute a certe risonanze semiparassite ricordate sopra, che non sono più in rapporto armonico, sono piuttosto rumori e quindi costituiscono una gamma di ciò che si potrebbe chiamare delle « sotto-parziali ». Da qui l'importanza di una risposta più sostenuta nel registro sub-grave, di cui la ricerca è legittima, poichè tutto l'effetto ricercato risiede nella messa in evidenza, ben separata dal rimanente della formazione, dell'accompagnamento del basso.

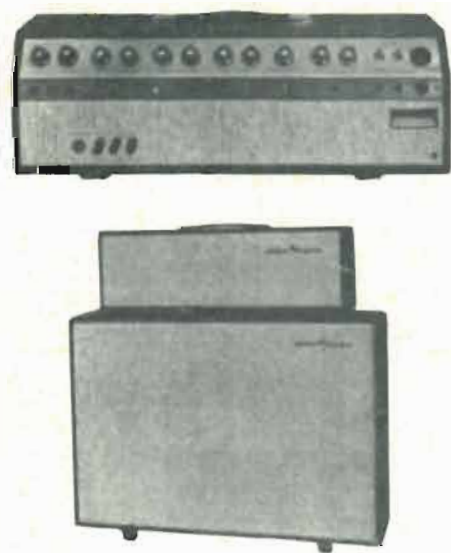
Questo ragionamento spiegherà anche le esperienze di molti fabbricanti britannici di A.P., che si sono logorati intorno al problema del basso-chitarra, che era stato loro posto.

Uno ha confidato che i risultati ottenuti in un'installazione fissa di cinema, precisamente « Bass-Bin » (due 38 cm caricati con un padiglione la cui frequenza di taglio deve proprio trovarsi nell'intorno di 40 Hz) sono stati rilevati eccellenti, ciò che non si ha fatica a credere. Non più che i risultati soggettivi favorevoli di una messa a profitto di vibrazioni di pannelli del contenitore, aggiungendo in qualche modo, le formanti fisse. Ma né l'una, né l'altra di queste formule può essere ritenuta ideale: la prima, perché manca di misura e la seconda di ortodossia.

Altre ricerche sono assai più *giuste*: tentare di ottenere una potenza ammissibile sufficiente da un grande A.P. dei bassi, sempre mantenendo la sua frequenza sotto 40 Hz. Ammettendo allora che l'escursione possa raggiungere 1 cm da una parte e dall'altra, è escluso di impiegare una sospensione periferica cedevolissima in materia tessile o plastica. Le ondulazioni, per essere consistenti, devono inscriversi in un materiale più consistente: pasta cellulosica molto spessa, che sarà, con vantaggio, diversa di quella del diaframma propriamente detto, che può essere un po' più sottile e senza troppe nervature, come avviene in un woofer, al quale non si richiede di rispondere molto intensamente negli acuti. Altra disposizione nota: la bobina mobile di diametro notevole, deve essere più lunga del traferro.

Oltre alla frenatura magnetica esercitata da un magnete generoso (non si deve far troppo conto dello smorzamento dell'amplificatore, poichè non è certo che una fortissima controreazione su questo sia desiderabile, secondo le lezioni abituali della musica elettronica), importa che il carico acustico compia effettivamente il suo lavoro, d'onde l'esclusione del mobile a dorso aperto. Se esso è interamente chiuso, non sarà indicato per ragioni pratiche, dato che le dimensioni richieste escludono un trasporto agevole.

La tromba ripiegata o la colonna in quarto d'onda soffrono dello stesso difetto e non è certamente questi principi acustici che si considerano, quando si pensa a un contrabasso a corde.

Rimane il « bass-reflex », che è proprio nello stile « cassa di risonanza ». Si, sta bene, purché sia della varietà ad accordo molto flou, cioè di tipo a condotti suddivisi, che deve permettere di ottenere un massimo di livello acustico con un minimo di volume interno. *A*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Due nuovi dischi di prova dei Laboratori Columbia*

Dopo il disco di prova CBS-STR100, il cui impiego è stato recentemente illustrato nel n. 119-120 della Revue du Son, *i Laboratori Columbia presentano i due nuovi dischi: CBS-STR111 e CBS-STR120, dotati di caratteristiche veramente eccezionali e studiati per lo sviluppo e la prova delle testine stereofoniche.*

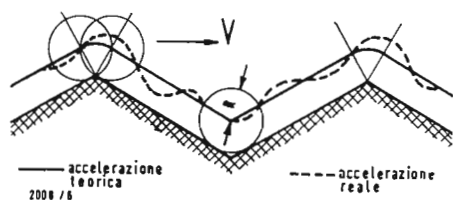



Fig. 1 - Rappresentazione schematica delle lettura di una incisione di segnale rettangolare destinata ad una testina trasduttrice di velocità.

Fig. 2 - Andamento dell'accelerazione alla quale è sottoposta la puntina di lettura durante la riproduzione del segnale della fig. 1. L'accelerazione teorica è disegnata con la linea continua: essa dovrebbe diventare infinita in corrispondenza della brusca inversione del senso di spostamento della puntina. L'accelerazione reale, che differisce da quella teorica per l'elasticità del disco, è rappresentata con una linea tratteggiata.

1. - DISCO DI PROVA CBS-STR 111

La novità principale consiste nel fatto che esso presenta sulla faccia A, alla periferia ed il più vicino possibile al centro, due gruppi di quattro zone successive nelle quali la tastina di incisione è stata alimentata da una tensione rettangolare a 1000 Hz ed ha lavorato come trasduttrice di velocità quasi perfetta, essendo controllata da un sistema di asservimento correttore molto efficace. Le incisioni che così si ottengono sono formate da tracce triangolari a dente di sega nelle quali le parti rettilinee corrispondono ai tratti a tensione costante, massima o minima, ed i vertici alle discontinuità verticali. Se si impiegasse una testina di lettura a velocità ideale si dovrebbe poter osservare sullo schermo di un oscilloscopio una forma d'onda ancora perfettamente rettangolare. La prima delle quattro zone è incisa lateralmente, le due seguenti a 45-45, prima sul canale destro e poi su quello sinistro, la quarta è invece incisa verticalmente.

I tratti rettilinei della traccia spostano la puntina a velocità costante, le velocità massima ed efficace della puntina sono uguali. Nelle zone ad incisione laterale e verticale tale velocità è uguale a 5 cm/sec, mentre arriva solo a 3,54 cm/sec nella zona 45-45 per i canali destro e sinistro separati. Si noti che $3{,}54 \cdot \sqrt{2} = 5$; ciò significa che le singole velocità dei due canali se combinate insieme nella giusta relazione di fase danno 5 cm/sec in incisione verticale o laterale.

L'esecuzione di un tale tipo di incisione presenta delle notevolissime difficoltà; per trasmettere con sufficiente linearità la 30ª armonica della fondamentale si è deciso di incidere con una frequenza metà, facendo girare il disco a 16 ²/₃ giri/min.

Se il disco fosse perfettamente rigido e se l'impedenza meccanica della testina fosse nulla, il movimento relativo fra la puntina ed il disco potrebbe essere rappresentato da dei tratti rettilinei raccordati sui punti di cresta da archi di cerchio aventi per raggio il raggio della puntina di lettura (fig. 1).

In tali archi di cerchio la puntina è sottomessa ad una accelerazione V^2/R (V = velocità di scorrimento sul solco, R = raggio della puntina). V alla periferia vale circa 50 cm/sec; supponendo poi $R = 1{,}7 \cdot 10^{-4}$ cm, si ottiene una accelerazione di circa 1.450.000 cm/sec² che corrisponde a circa 1500 volte l'accelerazione di gravità. Nei punti di ordinata minima nei quali la puntina dovrebbe teoricamente invertire istantaneamente il senso di spostamento si dovrebbe avere teoricamente una accelerazione infinita (fig. 2).

In pratica la puntina per l'azione della forza d'inerzia deforma il materiale relativamente elastico del disco, ma viene successivamente assoggettata a delle oscillazioni smorzate.

Le tensioni in uscita da un trasduttore di velocità daranno quindi sullo schermo una immagine, il cui andamento è suggerito dalla fig. 3. L'ampiezza e la durata delle oscillazioni parassite dipenderanno evidentemente dall'inerzia (rapportata all'estremità della puntina di lettura) dell'equipaggio mobile e dal suo smorzamento. Una testina piezoelettrica può essere trasformata in lettore di velocità caricandolo molto debolmente (10.000 Ω circa) per semplificare la lettura degli oscillogrammi.

In ogni caso è sempre conveniente verificare prima la testina con il disco CBS-STR100, perché, se la riproduzione delle alte frequenze è troppo insufficiente o irregolare diventa troppo delicato interpretare dei segnali rettangolari.

La faccia A del disco CBS-STR111 viene completata con due zone incise a 300 Hz, la prima lateralmente e la seconda verticalmente, per permettere la misura dei coefficienti di elasticità la-

(*) di *R. L*, da *Revue de Son*, maggio 1963, pag. 200.

Fig. 3 - Riproduzione di un segnale rettangolare con un trasduttore di velocità. In linea continua la curva teorica. In linea tratteggiata la curva di risposta reale. L'ampiezza e la durata delle oscillazioni possono dare delle indicazioni sulle caratteristiche meccaniche dell'equipaggio mobile.

terale e verticale delle testine, applicando il metodo già indicato per il disco CBS-STR 100. Nei due casi il livello di riferimento corrisponde a $1{,}12 \cdot 10^{-3}$ cm di ampiezza massima.

La zona con incisione laterale presenta i livelli + 6, + 9, + 12, + 15 e + 18 dB (corrispondenti quindi a delle ampiezze massime variabili da $2{,}24 \cdot 10^{-3}$ a $8{,}96 \cdot 10^{-3}$ cm); la zona con incisione verticale ha solo i tre livelli + 6, + 9, e + 12 dB.

Le 5 zone della faccia *B* del disco CGS-STR111, tutte destinate alla misura della distorsione di intermodulazione proprie della testina, permettono di valutare l'importanza della modulazione di ampiezza di un segnale di 4 kHz con dei segnali a 400 e 200 Hz in incisione laterale e verticale. La realizzazione tecnica dei dischi di prova della intermodulazione è ancora molto delicata, anche se è già stata studiata da molti laboratori di ricerca (noi per es. conosciamo i dischi ad incisione laterale della EMI inglese e della D.G.G. tedesca, ma sicuramente ne esistono degli altri), perchè è difficile combinare le due oscillazioni primarie senza introdurre una intermodulazione iniziale.

La prima delle cinque zone del disco CBS-STR111, a titolo di esempio, presenta un segnale a 4000 Hz inciso lateralmente a 5 cm/sec efficaci, corrispondenti ad una ampiezza di $14 \cdot 10^{-5}$ cm (ossia — 18 dB rispetto al livello di riferimento di ampiezza fissato in $1{,}12 \cdot 10^{-3}$ cm). Il livello dei 4000 Hz è abbastanza basso perché il suo raggio di curvatura sia sempre notevolmente superiore al raggio della puntina di lettura al fine di eliminare, per quanto possibile, i problemi della distorsione di contratto. La seconda e la terza zona (fig. 4 e 5) sovrappongono ai 4000 Hz delle ampiezze crescenti di un secondo segnale a 400 Hz, dapprima lateralmente (+ 6, + 9, + 12, + 15, + 18 dB) poi verticalmente (+ 6, + 9, + 12 dB). La quarta e la quinta zona ripetono le due precedenti però con un segnale a 200 Hz. Le frequenze adottate permettono l'impiego diretto dell'intermodulometro mod. 168 della « Audio Instrument Co », è però possibile lavorare anche con l'oscilloscopio (fig. 6) applicando la formula classica:

$$\text{Tasso di intermod.} = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}}$$

La grande ampiezza di incisione dei segnali a bassa frequenza, sovrapposti ai 4 kHz, sottopongono le testine di lettura a delle condizioni di funzionamento molto dure, tali cioè che non possono essere sopportate dalla maggior parte degli apparecchi attualmente disponibili. Un lettore che produce una bassa intermodulazione al livello di + 12 dB del segnale in bassa frequenza possiede delle qualità molto buone. Se tiene anche a + 15 dB è eccellente, eccezionale a + 18 dB.

2. - DISCO CBS-STR 120

Il risultato ottenuto dai Laboratori Columbia in questo disco è veramente notevole, se si pensa che era stato considerato straordinario il fatto che si fossero registrati 30.000 Hz a 78 giri. Il disco CBS-STR120 ci presenta infatti sulla faccia *A* tre gruppi di quattro zone a frequenze scorrenti che coprono la banda da 500 a 50000 Hz. I tre gruppi differiscono unicamente per la distanza dal centro e permettono quindi di valutare l'influenza della variazione del raggio di curvatura sulla qualità della riproduzione.

Ciascun gruppo di quattro zone esplora quindi tutta la gamma da 500 a

Fig. 4 - Aspetto dei solchi della seconda zona della faccia *B* del disco CBS-STR111. Si possono vedere sovrapposte l'incisione laterale di un segnale a 400 Hz di ampiezza crescente ed una seconda incisione laterale del segnale a 4 kHz.

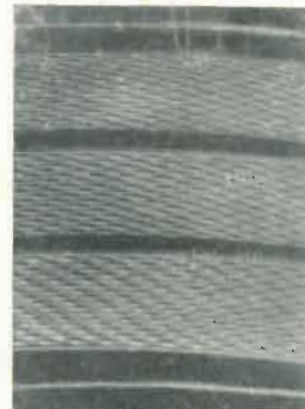



Fig. 5 - Aspetto dei solchi della terza zona della faccia *B* del disco CBS-STR111 nel quale si trovano sovrapposte l'incisione verticale di un segnale a 400 Hz di ampiezza crescente e l'incisione laterale di un segnale a 4 kHz.

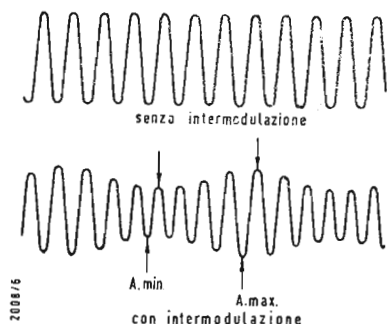



Fig. 6 - Osservazione all'oscilloscopio del segnale a 4000 Hz delle fig. 4 e 5, con e senza intermodulazione da parte del segnale a 400 Hz. La misura dell'ampiezza massima (A_{max}) e minima (A_{min}) permette di calcolare il tasso di distorsione di intermodulazione.

50000 Hz alla velocità di 24 sec per decade (il disco è quindi sincronizzato, come il CBS-STR100, con il registratore di livello General Radio mod. 1521 A), prima in incisione 45-45 (canale sinistro e destro separatamente), poi in incisione laterale ed infine in incisione verticale.

Queste zone a frequenza variabile sono incise con una velocità efficace costante di 2 cm/sec lateralmente e verticalmente e di 1,4 cm/sec su ciascun fianco del solco a 45-45. Si ha cioè una riduzione di 80 dB rispetto al livello adottato nel CBS-STR 100, ciò allo scopo di conservare la stessa accelerazione massima, 640 volte quella di gravità, ma questa volta a 50 kHz, e di assicurare un raggio di curvatura minimo a 20 kHz nelle zone più vicine al centro del disco, confrontabile con quello adottato per la punta la lettura: $17 \cdot 10^{-4}$ cm. Come per il CBS-STR100, ciascuna zona a frequenza scorrevole è preceduta da un segnale di riferimento a 1 kHz che permette di regolare il livello 0 dB del *registratore* e di provocarne automaticamente l'arrivo con la sua cessazione (vedi *Revue du Son* n. 119-120).

Anche in questo caso è consigliabile usare il disco CBS-STR100 prima del CBS-STR120, perché sarebbe inutile danneggiare le incisioni molto delicate al di sopra dei 15 kHz con delle testine scadenti nelle alte frequenze o che esigono un appoggio verticale superiore ai 2 g.

Nella faccia *B* il disco CBS-STR120 permette di completare le misure nel campo della bassa frequenza per mezzo di quattro zone a frequenza variabile da 10 a 500 Hz incise con una ampiezza costante di $2{,}25 \cdot 10^{-3}$ cm, prima in 45-45 (canale sinistro e canale destro separatamente), poi lateralmente ed infine verticalmente. Facendo ruotare il disco a 16 2/3 giri si può esaminare la banda da 5 Hz a 250 Hz. Anche queste zone sono sincronizzate con il registratore General Radio.

Sulla faccia *B* del disco CBS-STR120 si trovano pure due zone di solchi vergini (alla periferia e al centro), aventi ciascuno una durata di 4 min. che servono per lo studio del rumore di superficie e dei vari rombi fonografici. La loro durata è sufficiente per permettere l'analisi completa dei rumori considerati con lo spettrografo acustico.

Ora abbiamo quindi a disposizione due importanti incisioni tecniche dei Laboratori Columbia, che saranno molto apprezzate dagli specialisti, in materia di testine stereofoniche, sia per i lavori di ricerca sia per le normali verifiche di qualità. Questa volta l'aspetto puramente tecnico dell'impresa è nettamente sottolineato. Perché se prima un dilettante con una buona base tecnica poteva trarre qualche conclusione dall'impiego del disco STR100, ora non potrebbe più interpretare facilmente i risultati ottenuti con gli STR111 e 120, in quanto per il loro impiego, non solo occorre una buona dotazione di strumenti di laboratorio, ma è anche necessario sapere cosa si misura per potere trarre delle utili conclusioni. A

Strumento per il controllo delle caratteristiche dei tubi e dei transistori

La EICO annuncia che il prova conduttanza dinamica di tubi e transistori Mod. 667 è ora disponibile.

Il Mod. 667 EICO combina la misura della conduttanza mutua con la misura dell'emissione e fornisce un valore globale delle qualità del tubo. Con esso si controllano anche i transistori mediante misure di guadagno e di perdita.

Con l'EICO 667 si possono controllare: i nuvistori, i novar; i compactron, i tubi miniatura a 7, 9 e i nuovi a 10 piedini; i tubi subminiatura; gli octal e i loctal. Con esso si controllano anche molti tubi trasmittenti di piccola potenza e tubi per usi speciali, nonchè regolatori di tensione, regolatori a catodo freddo, indicatori a raggi elettronici e tubi ballast.

Importante per il tecnico è che tutte le prove eseguite con l'EICO 667 vengano effettuate nelle condizioni reali di lavoro del tubo in esame. Le perdite fra gli elementi del tubo viene letta direttamente in ohm sopra un quadrante di 114 mm. L'EICO 667 è aggiornato per i nuovi tubi. Periodicamente si prepara un nuovo diagramma rotante. Se un tecnico desidera aggiungere dati di uno o due singoli tubi, non ha altro da fare che aprire la finestrella sopra la cassa e inserire i dati.

I transistori vengono controllati in due tempi col Mod. 667. Prima per le perdite, poi si misura il β o fattore di amplificazione di corrente. Entrambi vengono letti direttamente sul quadrante del misuratore e si possono controllare i transistori sia p-n-p, sia n-p-n.

L'EICO 667 ha altre importanti caratteristiche. Commutatori a levetta a molte vie danno rapidamente le tensioni di placca, schermo e griglia controllo. 20 tensioni di accensione coprono tutti i tipi di tubi compresi quelli della serie da 300-450 e 600 mA. Le variazioni della tensione di rete sono compensate con un potenziometro regolatore di rete che porta la tensione di linea al valore necessario per questo apparecchio.

L'EICO 667 pesa solo 4,5 kg ed è contenuto in una cassetta di ferro pesante verniciata in grigio, avente coperchio staccabile e maniglia per il trasporto. Dimensioni: 304 × 381 × 114 mm. *(a. n.)*

0515 – Sigg. ***Barbieri G. – Roma; Colubri P. – Genova.***

D. Si richiede lo schema di un convertitore adatto alla ricezione delle frequenze comprese nella gamma 140-170 MHz e di un oscillatore a transistori per le stesse frequenze.

R. In figura 1 è riportato lo schema di un semplice convertitore ad una valvola il quale può essere abbinato ad un ricevitore adatto per la ricezione della FM, che dovrà essere sintonizzato su una frequenza prossima ai 108 MHz.

Lo schema di figura 2 indica come dovranno essere disposti i singoli componenti tenendo presente che si dovrà avere particolare cura affinchè i collegamenti risultino il più corti possibile e che le saldature siano eseguite in modo perfetto.

Riportiamo l'elenco dei vari componenti, facendo presente che l'apparecchio potrà essere costruito in una cassetta di alluminio avente le dimensioni di 12 × 10 × 8 centimetri.

C_1 = 2-10 µµF, condensatore variabile tipo miniatura; C_2 = 3-30 µµF compensatore regolabile; C_3 = 0,001 µF condensatore a disco, 600 V; C_4 = 0,001 µF a disco, 600 V; C_5 = = 0,0047 µF a disco, 600 V; C_6 = 51 µµF condensatore tubolare in ceramica, coefficiente di temperatura zero; C_7 = 2,8-17,5 µµF condensatore variabile miniatura; C_8 = 0,001 µF, 600 V a disco; C_9 = 0,001 µF, 600 V a disco; C_{10} = 0,001 µF ,600 V a disco; C_{11} = = 30 + 30 condensatori elettrolitici, 150 V; Rel_1 = diodo rettificatore del tipo OA210 o similare;

R_1 = 2.200 Ω, 1/2 W; R_2 = 47.000 Ω, 1/2 W; R_3 = 27 Ω, 1/2 W; R_4 = 1.800 Ω, 1 W; R_5 = 18.000 Ω, 1 W;

T_1 = trasformatore di alimentazione con primario universale, e secondario 125 V, 15 mA; 6, 3V, 0,6 A.

CH_1 = commutatore a due poli e due posizioni come da figura.

L_1 = 5 spire di filo di rame smaltato da 8/10, con prese ad una spira e mezza ad ambedue le estremità. Diametro 7 mm. Spire spaziate fra loro quattro volte il diametro del conduttore.

L_2 = Quattro spire di filo smaltato da 8/10, diametro 10 mm., avvolgimento quasi serrato.

L_3 = Tre spire di filo smaltato da 8/10, diametro 10 mm., avvolgimento quasi serrato, accoppiata a L_2 come visibile dalla figura.

L_4 = Sei spire di filo rigido da 1 mm., diametro 16 mm., spaziate fra loro di un diametro del filo. Presa alla terza spira a partire dalla massa.

Per la messa a punto dell'apparecchio si seguiranno le seguenti norme:

Fig. 1/0515

Fig. 3/0515

Il convertitore dovrà essere collegato al circuito di antenna di un ricevitore FM sintonizzato su 108 MHz, saldando provvisoriamente un filo di 2,5 cm fra i piedini 5 e 7 della valvola. Con i condensatore C_7 a massimo della capacità, si regolerà C_2 fino ad ottenere il massimo rumore all'altoparlante. Nel caso che tale condizione si ottenga solamente con C_2 tutto aperto, si potranno spostare leggermente fra loro le spire della bobina L_2. Successivamente si inclinerà più o meno leggermente la bobina L_3 nei confronti della bobina L_2, fino ad ottenere sempre il massimo del rumore di fondo. Successivamente si toglierà il conduttore dai piedini 5 e 7 della valvola e si porterà C_7 in posizione di minima capacità. In queste condizioni si dovranno udire alcuni segnali che sono armoniche dell'oscillatore variabile. Nel caso non si senta alcun segnale ciò significa che la valvola (sezione b) non oscilla. In tal caso è opportuno diminuire la resistenza di R_5 di 4 o 5.000 Ω. Se non si raggiunge lo scopo ciò significa che qualche avvolgimento è stato collegato in senso contrario o che qualche componente è difettoso.

In figura 3 è visibile lo schema di un oscillatore a transistori adatto a funzionare su frequenze comprese fra i 100 ed i 200 MHz, in relazione al valore della bobina L_1, il cui nu-

Fig. 2/0515

mero di spire può essere trovato sperimentalmente a seconda della frequenza che interessa ricevere.
Il valore dei vari componenti è il seguente: C_1 = 1.000 pF; C_2 = 0.05 μF; C_3 = 1.000 pF; C_4 = 1-18 pF variabile miniatura; C_5 = 1,5-7 μμF; C_6 = 0,5-8 pF.
R_1 = 3.300 Ω; R_2 = 3.300 Ω.
Come transistore oltre a quello richiesto, può essere usato anche il tipo 2N1158A della PHILCO. (*P. Soati*)

700 mA. Le misure di laboratorio hanno consentito di stabilire che la potenza di antenna è dell'ordine del 1,5 W con emissione di frequenze spurie trascurabili. D'altra parte le prove oscillografiche hanno rivelato una profondità di modulazione del 90/95 % con bassissima percentuale di distorsione.
Durante le prove l'emissione del TX è stata ricevuta, tramite un ricevitore a superreazione con due stadi di bassa frequenza ed antenna di 1,25 metri, alla distanza di 20

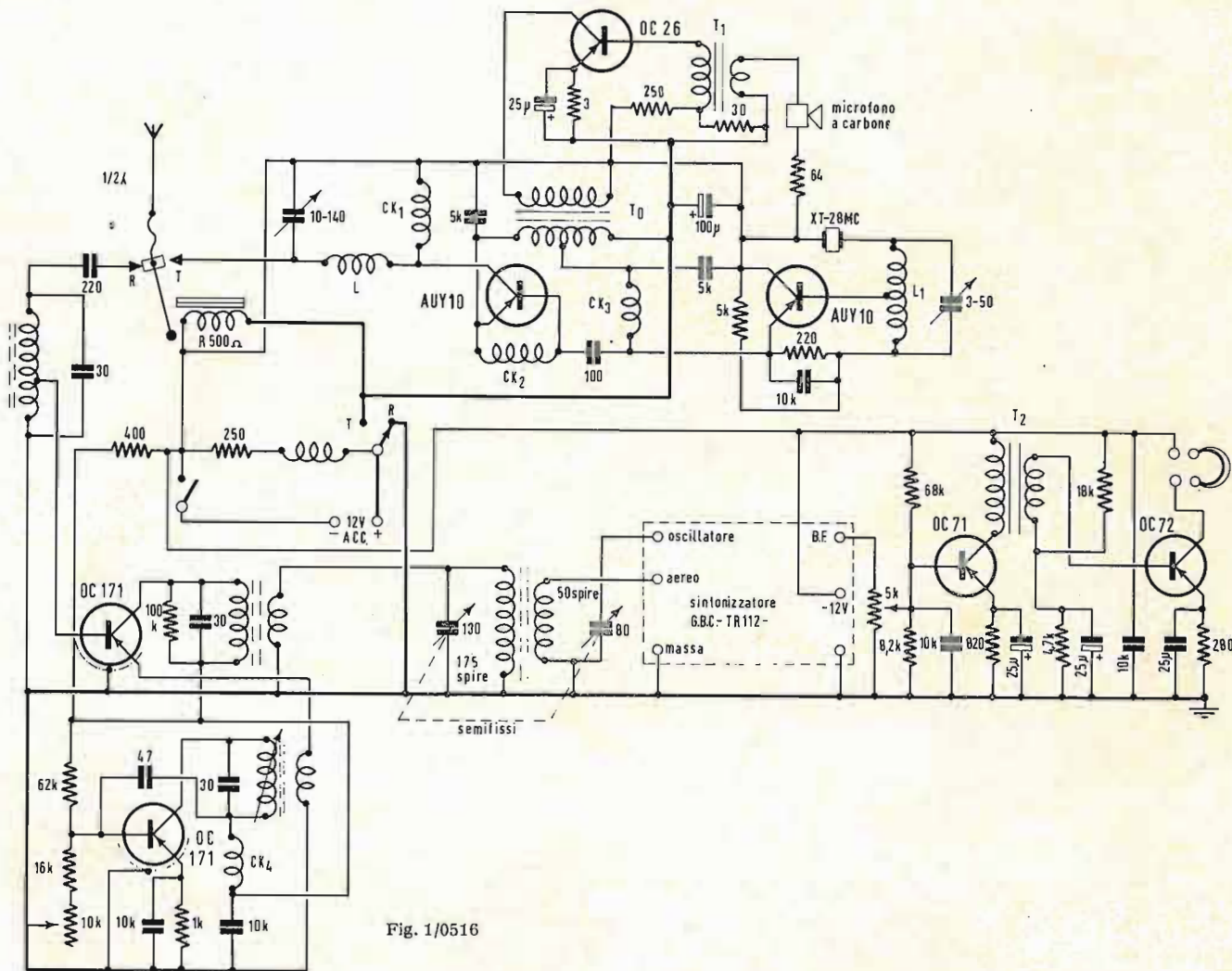



Fig. 1/0516

*0516 – **Magg. Pil. F. Bassi – Siena.***

Ricetrasmettitore per i 28 MHz nel quale si fa uso anche del TR112.

La ringrazio per lo schema che mi ha inviato in risposta alla precedente lettera. Si tratta di una realizzazione molto interessante e che perciò ritengo opportuno pubblicare dato che sarà utile a molti nostri lettori.
Lo schema completo del rice-trasmettitore in banda 28 MHz realizzato dal Magg. Bassi è riportato in figura 1. Le principali caratteristiche sono le seguenti:
Alimentazione a 12 V c.c. Stadio pilota a quarzo, assorbimento 170/180 mA. Stadio finale di potenza assorbimento 220-230 mA. Stadio modulatore assorbimento 320 mA. Assorbimento totale 850 mA.
L'assorbimento del relé, lampadina spia, microfono, partitori, ecc. è di 130 mA. Detti assorbimenti si riferiscono al TX in funzione con carico di antenna di 50 Ω (antenna accordanata in mezza onda). A vuoto l'assorbimento complessivo del TX si riduce a circa

chilometri in linea aria e con intensità S6/S7 Le due località erano schermate fra di loro. L'uso del TR112 ha consentito la realizzazione di un ricevitore a doppia conversione con risultati molto brillanti e di notevole sensibilità.
I dati dei vari componenti sono riportati direttamente sullo schema. Quelli mancanti sono i seguenti: L = 7 spire spaziate di filo da 15/10 su un diametro di 20 mm. L_1 = 14 spire spaziate, con presa centrale di filo da 6/10 su un diametro di 10 mm. T = trasformatore di modulazione. Impedenza primario 60 Ω, secondario 25 Ω, secondario (S_1) 50 Ω. T_2 = trasformatore microfonico avente un rapporto 1 : 6. T_3 = trasformatore intertransistoriale.
CK_1 = 17 spire di filo da 5/10 spire serrate su un diametro di 5 mm. CK_2 = 8 spire filo da 5/10 su un diametro di 5 mm. CK_3 = 6 spire di filo da 5/10 su un diametro di 5 mm. CK_4 = 2 μH.
Il sintonizzatore GBS/TR112 è stato adattato per l'alimentazione a 12 V. (*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore KAPSCH - "UKW-STAR" a transistor